



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y
Comunicaciones, Grupo de Radiofrecuencia.

PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO DE RECTENAS MULTIFRECUENCIA DE MEDIA ONDA Y ONDA COMPLETA

Autor: Juan Antonio Morcillo Sánchez

Tutor: Daniel Segovia Vargas

Leganés, octubre de 2011

Título: DISEÑO DE RECTENAS MULTIFRECUENCIA DE MEDIA ONDA Y ONDA COMPLETA

Autor: Juan Antonio Morcillo Sánchez

Director: Daniel Segovia Vargas

EL TRIBUNAL

Presidente: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día __ de _____ de 20__ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

Quiero aprovechar el comienzo de mi Proyecto Final de Carrera para agradecer a todas las personas que me han ayudado en general a sacar adelante mis estudios como Ingeniero de Telecomunicación, y en particular a realizar esta memoria.

En primer lugar, muchas gracias a Daniel Segovia Vargas por haber confiado en mí desde el primer día que empezamos a hablar sobre el proyecto. Gracias a él he podido contar con la inestimable colaboración de Vicente González Posadas, de la Universidad Politécnica de Madrid, y de Michele Midrio, de la Universidad de Udine. Debo mencionar también al doctorando Javier Montero de Paz, un compañero de clase ejemplar y mejor persona, porque me ha ayudado a concluir el proyecto dedicando todo el tiempo que fuese necesario.

Gracias a mis amigos y compañeros de la Universidad Carlos III de Madrid y a mis amigos de Toledo. Ellos son los que tienen la mayor parte de culpa de todo esto. Son los que más me han animado, los que me han levantado todas las veces que estaba sin la motivación necesaria para seguir con mis estudios. No voy a decir nombres porque seguro que me dejo a alguien. Ellos saben perfectamente quiénes son: aquella persona con la que compartí tanto durante tanto tiempo, aquella persona con la que podía y, aún fuera de la universidad, puedo hablar absolutamente de todo y que es un ejemplo a seguir para mí, aquellos amigos con los que he vivido en el colegio mayor o en los pisos de Leganés y me han aguantado durante todas las horas del día, y también aquellos compañeros con los que estuve tantísimas horas en clases, laboratorios o en la biblioteca, que llegó a ser nuestra segunda casa. Gracias a todos ellos puedo decir convencido que el esfuerzo ha merecido la pena.

Por último, gracias a toda mi familia, que son los que hacen que me sienta afortunado. En especial, a mis hermanos Paco, Nacho y Ana. Ellos me han enseñado a vivir, y me han regalado los siete sobrinos que me alegran todos los fines de semana. Gracias a mi madre, que me ha educado y transmitido los mejores valores, por su paciencia y por gastar tanto tiempo en mí. Y gracias a mi padre, que seguro que estaría muy orgulloso si leyese esto. No me olvido nunca de él. GRACIAS.

Resumen

Los sistemas de comunicaciones actuales utilizan antenas multifrecuencia o de banda ancha con el objetivo de proporcionar múltiples servicios de comunicación. Uno de los mayores problemas asociados a todos estos tipos de sistemas radica en la vida útil de sus baterías. Hoy en día, se están realizando grandes esfuerzos investigando las formas de poder recoger la mayor cantidad de energía posible procedente de múltiples fuentes. Además, se está estudiando cómo conseguir usar los dos semiciclos de las formas de onda de las señales de comunicaciones, con el objetivo de incrementar el nivel de conversión de RF a DC de potencia.

En este proyecto se presentan diferentes diseños de rectenas, es decir, antenas multifrecuencia rectificadoras tanto de media onda como de onda completa. En concreto, estos diseños se dividen en dos grandes fases. La primera consiste en el diseño de los circuitos rectificadores de microondas para las frecuencias de trabajo que se fijarán. Y la segunda fase se basa en el diseño de antenas que sean capaces de trabajar a diferentes valores de frecuencia simultáneamente. Se presentarán diferentes alternativas para ambos casos. Finalmente, se elegirá la mejor combinación entre los resultados de las dos fases para una posible fabricación de la rectena.

Abstract

Modern communication systems use multifrequency or broadband antennas in order to provide multiple communication services. One of the biggest problems associated to all these systems comes from their batteries life cycle. Nowadays, great efforts are being undertaken in order to harvest energy from as many places as possible. In addition, if the two cycles of the corresponding wave could be used, it would be good in order to increase the RF-DC power conversion. This paper presents a multifrequency and full wave-rectifying antenna for microwave application.

In this Master Thesis Project different rectenna designs, or multifrequency full wave and half wave rectifying antennas for microwave application, are proposed. These procedures are divided into two main stages. The first one shows the design of the microwave rectifying circuits at the work frequencies range. The second one presents the design of antennas that have to be able to work at three different frequency values simultaneously. Several alternatives will be shown, and the best combination between them will be chosen for a possible rectenna manufacture.

Índice general

CAPÍTULO 1.....	1
INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1 Introducción	1
1.2 Definición de rectena	2
1.3 Algunas aplicaciones.....	3
1.4 Estado del arte	4
1.4.1 <i>Introducción al concepto de Harvesting</i>	4
1.4.2 <i>Energy Harvesting aplicado a dispositivos de RF</i>	5
1.5 Regulación de seguridad	7
1.6 Fases del desarrollo y medios empleados	8
1.7 Estructura de la memoria.....	9
REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 1	10
CAPÍTULO 2.....	13
RECTIFICADORES.....	13
2.1 Introducción	13
2.2 Definición de rectificador.....	14
2.3 Elección de los diodos.....	14
2.3.1 <i>Principio de funcionamiento del diodo</i>	14
2.3.2 <i>Estructura del diodo de barrera Schottky</i>	15
2.3.3 <i>Características y aplicaciones del diodo Schottky</i>	17
2.3.4 <i>Diodos de las series HSMS-282x</i>	18
2.3.5 <i>Diodos de las series MA4E131x</i>	19
2.4 Modelado de los diodos.....	20
2.4.1 <i>Introducción teórica a los parámetros del modelado</i>	20
A. <i>Modelo del diodo de gran señal</i>	21
2.4.2 <i>Modelado del diodo de barrera Schottky HSMS-2820</i>	25
A. <i>Esquemático del modelo del diodo de barrera Schottky HSMS-2820</i>	25
B. <i>Principales parámetros del diodo de barrera Schottky HSMS-2820</i>	26
C. <i>Funcionamiento del diodo de barrera Schottky HSMS-2820</i>	27
2.4.3 <i>Modelado del diodo de barrera Schottky MA4E1317</i>	31

A.	<i>Esquemático del modelo del diodo de barrera Schottky MA4E1317</i>	31
B.	<i>Principales parámetros del diodo de barrera Schottky MA4E1317</i>	31
C.	<i>Funcionamiento del diodo de barrera Schottky MA4E1317</i>	33
2.5	Rectificador de media onda	36
2.5.1	<i>Rectificador de media onda con diodo HSMS-2820</i>	39
A.	<i>Esquemático del rectificador de media onda</i>	39
B.	<i>Forma de onda rectificada</i>	40
C.	<i>Comportamiento en frecuencia</i>	41
D.	<i>Espectro</i>	43
E.	<i>Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)</i>	44
F.	<i>Simulaciones Load-Pull</i>	46
G.	<i>Diseño del layout</i>	53
2.5.2	<i>Rectificador de media onda con diodo MA4E1317</i>	57
A.	<i>Esquemático del rectificador de media onda</i>	57
B.	<i>Forma de onda rectificada</i>	58
C.	<i>Comportamiento en frecuencia</i>	59
D.	<i>Espectro</i>	61
E.	<i>Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)</i>	61
F.	<i>Simulaciones Load-Pull</i>	64
G.	<i>Diseño del layout</i>	70
2.6	Rectificador de onda completa: configuración con 2 diodos	73
2.6.1	<i>Rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820</i>	75
A.	<i>Esquemático del rectificador de onda completa</i>	75
B.	<i>Forma de onda rectificada</i>	76
C.	<i>Comportamiento en frecuencia</i>	77
D.	<i>Espectro</i>	79
E.	<i>Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)</i>	79
F.	<i>Simulaciones Load-Pull</i>	82
G.	<i>Diseño del layout</i>	88
2.6.2	<i>Rectificador de onda completa con diodo MA4E1317</i>	92
A.	<i>Esquemático del rectificador de onda completa</i>	92
B.	<i>Forma de onda rectificada</i>	93
C.	<i>Comportamiento en frecuencia</i>	94
D.	<i>Espectro</i>	95
E.	<i>Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)</i>	96
F.	<i>Simulaciones Load-Pull</i>	98
G.	<i>Diseño del layout</i>	104
APÉNDICE A		107
Rectificador de onda completa: configuración con 4 diodos.....		107
1.	Rectificador de onda completa con diodo HSMS-2820	108
A.	<i>Esquemático del rectificador de onda completa</i>	108
B.	<i>Forma de onda rectificada</i>	109
C.	<i>Comportamiento en frecuencia</i>	110
D.	<i>Espectro</i>	112
E.	<i>Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)</i>	113
F.	<i>Simulaciones Load-Pull</i>	115
2.	Rectificador de onda completa con diodo MA4E1317	121
A.	<i>Esquemático del rectificador de onda completa</i>	121
B.	<i>Forma de onda rectificada</i>	122
C.	<i>Comportamiento en frecuencia</i>	123
D.	<i>Espectro</i>	125
E.	<i>Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)</i>	126
F.	<i>Simulaciones Load-Pull</i>	128
REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 2		135

CAPÍTULO 3.....	137
ANTENAS	137
3.1 Introducción	137
3.2 Informe sobre los rectificadores	138
3.2.1 Rectificadores de media onda.....	139
A. Rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.....	139
B. Rectificador de media onda con diodo MA4E1317	141
3.2.2 Rectificadores de onda completa.....	143
A. Rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.....	143
B. Rectificador de onda completa con dos diodos MA4E1317	145
3.3 Antenas de parches.....	147
3.3.1 Formas de los parches.....	148
3.3.2 Alimentación.....	148
3.3.3 Principios de funcionamiento.....	150
3.3.4 Parches cuadrados	150
3.3.5 Aplicaciones de las antenas de parche.....	152
A. Parche cuadrado a 1800 MHz.....	152
B. Parche cuadrado a 2 GHz	158
C. Parche cuadrado a 2,45 GHz	163
3.4 Antenas multifrecuencia.....	168
3.4.1 Diseño de los SRRs.....	168
A. Análisis del EC-SRR	169
B. Comportamiento del EC-SRR	170
C. Otros tipos de SRRs	171
D. Aplicaciones de los SRRs	172
3.4.2 Diseños de las antenas multifrecuencia	178
A. Parche cuadrado a 1800 MHz, y SRRs a 2 y 2,45 GHz.....	178
B. Parche cuadrado a 2GHz, y SRRs a 1800 MHz y 2,45 GHz	184
C. Parche cuadrado a 2,45 GHz, y SRRs a 1800 MHz y 2 GHz	189
REFERENCIAS DEL CAPÍTULO 3	194
CAPÍTULO 4.....	196
PRESUPUESTO	196
4.1 Introducción	196
4.2 Resumen de costes del proyecto.....	197
CAPÍTULO 5.....	202
CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	202
5.1 Principales conclusiones	202
5.2 Líneas futuras de investigación	204
5.2.1 Fabricación de los rectificadores de onda completa en su configuración de cuatro diodos	204
5.2.2 Depuración de las antenas multifrecuencia propuestas.....	204
5.2.3 Integración de los rectificadores y de las antenas multifrecuencia para prototipos de rectenas.....	204
5.2.4 Diseño de rectenas de banda ancha.....	205
5.2.5 Inclusión de las rectenas en una estructura de array.....	205
5.2.6 Inclusión de las rectenas en un dispositivo wireless como fuente de excitación....	205
GLOSARIO	209

Índice de figuras

Figura 1.1 Diagrama de bloques básico de una rectena [18].	2
Figura 1.2 Diagrama de fuentes de potencia en microondas y sus valores típicos de densidad de potencia. También se muestra el rango de densidades de potencia esperado para el Satélite de Potencia Solar (<i>SPS</i>) y para aplicaciones de Transmisión Inalámbrica de Potencia (<i>WPT</i>) [17].	6
Figura 1.3 Diagrama de bloques de un array de rectenas con el objetivo de recoger la mayor cantidad de energía posible. Se reciben señales a diferentes frecuencias y niveles de potencia a través de un escenario donde existe un gran desvanecimiento. Cada elemento del array se forma con un rectificador. Las salidas en DC resultantes se combinan como la alimentación para una determinada aplicación electrónica [17].	6
Figura 1.4 Restricción de campo eléctrico en función de la frecuencia [19].	8
Figura 1.5 Restricción de campo magnético en función de la frecuencia [19].	8
Figura 2.1 Símbolo eléctrico del diodo (izquierda). Curva característica V-I para diodo ideal (derecha) [2].	15
Figura 2.2 Curva característica V-I para un diodo real [2].	15
Figura 2.3 Diodos Schottky: de punto de contacto (izquierda), de metal depositado (centro), y de metal depositado con capa de óxido (derecha) [4].	16
Figura 2.4 Transistor NPN con diodo Schottky como fijación [5].	18
Figura 2.5 Identificación del código de los diodos de barrera Schottky de la serie HSMS-282x [6].	19
Figura 2.6 Identificación del código de los diodos de barrera Schottky de la serie MA4E131x [7].	19
Figura 2.7 Modelo del diodo en microondas [4].	21
Figura 2.8 Curvas V-I de corriente continua para siete diodos, que muestran diferentes niveles de voltajes para sus correspondientes perfiles de excitación [4].	25
Figura 2.9 Esquemático del modelo del diodo HSMS-2820.	26
Figura 2.10 Parámetros secundarios para el diodo HSMS-2820.	27
Figura 2.11 Curva V-I del HSMS-2820 [6].	28

Figura 2.12 Curva V-I del esquemático del modelo del HSMS-2820.	28
Figura 2.13 Voltaje de salida típico frente a potencia de entrada, detector de gran señal a 915 MHz [6].	29
Figura 2.14 Esquemático del detector de gran señal con diodo HSMS-2820.	29
Figura 2.15 Resultados del detector de gran señal con diodo HSMS-2820.	30
Figura 2.16 Esquemático del modelo del diodo MA4E1317.	31
Figura 2.17 Parámetros secundarios para el diodo MA4E1317.	32
Figura 2.18 Curva V-I del MA4E131 [2].	33
Figura 2.19 Curva V-I del esquemático del modelo del MA4E1317.	33
Figura 2.20 Voltaje de salida típico frente a potencia de entrada, detector de gran señal a 915 MHz [6].	34
Figura 2.21 Esquemático del detector de gran señal con diodo MA4E1317.	34
Figura 2.22 Resultados del detector de gran señal con diodo MA4E1317.	35
Figura 2.23 Arriba: sencillo rectificador de media onda. Abajo: entrada y salida del rectificador [1].	36
Figura 2.24 Entrada y salida del rectificador de media onda con filtro de la figura anterior [1].	37
Figura 2.25 Forma de onda en la carga para tres valores de la constante de tiempo $\tau = R_L C$. Conforme τ va aumentando, la tensión media en la carga se aproxima a V_p , el <i>ripple</i> disminuye y el intervalo de conducción del diodo se reduce [1].	38
Figura 2.26 Esquemático del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.	39
Figura 2.27 Esquemático del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820, con filtro capacitivo.	39
Figura 2.28 Resultados del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).	40
Figura 2.29 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 900 MHz.	41
Figura 2.30 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 2 GHz.	42
Figura 2.31 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 2,45 GHz.	43
Figura 2.32 Espectro obtenido del rectificador de media onda sin filtro usando el diodo HSMS-2820.	43
Figura 2.33 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.	44
Figura 2.34 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820 para distintos valores de C.	45
Figura 2.35 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820 para distintos valores de R.	45
Figura 2.36 Símbolo del <i>HBTuner</i> en la herramienta <i>Microwave Office</i>	46
Figura 2.37 Esquemático del rectificador de media onda con <i>HBTuner</i> usando el diodo HSMS-2820.	47
Figura 2.38 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0,6 y fase de 0,0002879.	48
Figura 2.39 Rectificación de media onda sin filtro:	48
Figura 2.40 Esquemático del rectificador de media onda con <i>HBTuner</i> y filtro usando el diodo HSMS-2820.	49
Figura 2.41 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.6021 y fase de 4.764.	49
Figura 2.42 Rectificación de media onda con filtro: entrada en azul, salida original en rosa,	50
Figura 2.43 Potencia a salida del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.	51
Figura 2.44 Voltaje a salida del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.	51
Figura 2.45 Curvas de transformación P-V del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.	52

Figura 2.46 Espectro a la salida del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.	53
Figura 2.47 Esquema de línea <i>microstrip</i> .	53
Figura 2.48 <i>Layout</i> del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.	54
Figura 2.49 Encapsulados del diodo HSMS-2820 (izquierda), resistencia 0805 (centro) y	55
Figura 2.50 Prototipo final del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820 entregado a fabricación.	55
Figura 2.51 Resultados del <i>layout</i> del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820	56
Figura 2.52 Esquemático del rectificador de media onda con diodo MA4E1317.	57
Figura 2.53 Esquemático del rectificador de media onda con diodo MA4E1317, con filtro capacitivo.	57
Figura 2.54 Resultados del rectificador de media onda con diodo MA4E1317 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).	58
Figura 2.55 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 900 MHz.	59
Figura 2.56 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 2 GHz.	60
Figura 2.57 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 2,45 GHz.	60
Figura 2.58 Espectro obtenido del rectificador de media onda sin filtro usando el diodo MA4E1317.	61
Figura 2.59 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo MA4E1317.	62
Figura 2.60 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo MA4E1317 para distintos valores de C.	63
Figura 2.61 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo MA4E1317 para distintos valores de R.	63
Figura 2.62 Esquemático del rectificador de media onda con <i>HB tuner</i> usando el diodo MA4E1317.	64
Figura 2.63 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.6 y fase de 0.0001569.	65
Figura 2.64 Rectificación de media onda sin filtro: entrada en azul, salida original en rosa,	65
Figura 2.65 Esquemático del rectificador de media onda con <i>HB tuner</i> y filtro usando el diodo MA4E1317.	66
Figura 2.66 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.6021 y fase de 4.764.	66
Figura 2.67 Rectificación de media onda con filtro: entrada en azul,	67
Figura 2.68 Potencia a salida del rectificador de media onda con diodo MA4E1317	68
Figura 2.69 Voltaje a salida del rectificador de media onda con diodo MA4E1317	68
Figura 2.70 Curvas de transformación P-V del rectificador de media onda con diodo MA4E1317.	69
Figura 2.71 Espectro a la salida del rectificador de media onda con diodo MA4E1317.	70
Figura 2.72 <i>Layout</i> del rectificador de media onda con diodo MA4E1317.	71
Figura 2.73 Prototipo final del rectificador de media onda entregado a fabricación.	71
Figura 2.74 Resultados del <i>layout</i> del rectificador de media onda con diodo MA4E1317	72
Figura 2.75 Rectificador de onda completa [1].	73
Figura 2.76 Rectificador de onda completa con filtro capacitivo [1].	74
Figura 2.77 Formas de onda a la entrada (arriba) y a la salida (abajo) del rectificador [1].	74
Figura 2.78 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.	75
Figura 2.79 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820, con filtro capacitivo.	75

Figura 2.80 Resultados del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).	76
Figura 2.81 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 900 MHz.	77
Figura 2.82 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 2 GHz.	78
Figura 2.83 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 2,45 GHz.	78
Figura 2.84 Espectro obtenido del rectificador de onda completa sin filtro usando diodos HSMS-2820.	79
Figura 2.85 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.	80
Figura 2.86 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820	81
Figura 2.87 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820	81
Figura 2.88 Esquemático del rectificador de onda completa con <i>HB tuner</i> usando diodos HSMS-2820.	82
Figura 2.89 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.25 y fase de 0.	83
Figura 2.90 Rectificación de onda completa sin filtro:	83
Figura 2.91 Esquemático del rectificador de onda completa con <i>HB tuner</i> y	84
Figura 2.92 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.2062 y fase de 14.04.	84
Figura 2.93 Rectificación de onda completa con filtro:	85
Figura 2.94 Potencia a salida del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 (con filtro en marrón, sin filtro en azul).	86
Figura 2.95 Voltaje a salida del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 (con filtro en rosa, sin filtro en rojo).	86
Figura 2.96 Curvas de transformación P-V del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.	87
Figura 2.97 Espectro a la salida del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.	87
Figura 2.98 <i>Layout</i> del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.	88
Figura 2.99 <i>Layout</i> del transformador (o <i>balun</i>).	89
Figura 2.100 Símbolo del transformador interno <i>MABACT0066</i>	89
Figura 2.106 Prototipo final del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 entregado a fabricación.	90
Figura 2.102 Resultados del <i>layout</i> del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.	91
Figura 2.103 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.	92
Figura 2.104 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317, con filtro capacitivo.	92
Figura 2.105 Resultados del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).	93
Figura 2.106 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 900 MHz.	94
Figura 2.107 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 2 GHz.	95
Figura 2.108 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 2,45 GHz.	95
Figura 2.109 Espectro obtenido del rectificador de onda completa sin filtro usando diodos MA4E1317.	96
Figura 2.110 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.	96
Figura 2.111 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.	97
Figura 2.112 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.	98
Figura 2.113 Esquemático del rectificador de onda completa con <i>HB tuner</i> usando diodos MA4E1317.	99
Figura 2.114 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.25 y fase de 0.	99

Figura 2.115 Rectificación de onda completa sin filtro:	100
Figura 2.116 Esquemático del rectificador de onda completa con <i>HB tuner</i>	100
Figura 2.117 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.2062 y fase de 14.04.	101
Figura 2.118 Rectificación de onda completa con filtro:	101
Figura 2.119 Potencia a salida del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317	102
Figura 2.120 Voltaje a salida del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317	103
Figura 2.121 Curvas de transformación P-V del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.	103
Figura 2.122 Espectro a la salida del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317	104
Figura 2.123 <i>Layout</i> del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.	105
Figura 2.124 Prototipo final del rectificador de onda completa con dos diodos entregado a fabricación.	105
Figura 2.126 Resultados del <i>layout</i> del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317	106
Figura 2.127 Izquierda: sencillo rectificador de onda completa con 4 diodos.	107
Figura 2.128 Esquemático del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820.	108
Figura 2.129 Esquemático del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820, con filtro capacitivo.	109
Figura 2.130 Resultados del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).	110
Figura 2.131 Onda rectificada con 4 diodos HSMS-2820 a 900 MHz.	111
Figura 2.132 Onda rectificada con 4 diodos HSMS-2820 a 2 GHz.	111
Figura 2.133 Onda rectificada con 4 diodos HSMS-2820 a 2,45 GHz.	112
Figura 2.134 Espectro obtenido del rectificador de onda completa sin filtro usando 4 diodos HSMS-2820.	112
Figura 2.135 Curvas P-V del rectificador de onda completa sin filtro (izquierda)	113
Figura 2.136 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820	114
Figura 2.137 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820	114
Figura 2.138 Esquemático del rectificador de onda completa con <i>HB tuner</i> usando 4 diodos HSMS-2820.	115
Figura 2.139 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.6265 y fase de 28.61.	116
Figura 2.140 Rectificación de onda completa sin filtro:	116
Figura 2.141 Esquemático del rectificador de onda completa con <i>HB tuner</i>	117
Figura 2.142 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.6103 y fase de 34.99.	118
Figura 2.143 Rectificación de onda completa con filtro:	118
Figura 2.144 Potencia a salida del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820	119
Figura 2.145 Voltaje a salida del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820	120
Figura 2.146 Curvas de transformación P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820.	120
Figura 2.147 Espectro a la salida del rectificador de media onda con 4 diodos HSMS- 2820.	121
Figura 2.148 Esquemático del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.	122

Figura 2.149 Esquemático del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317, con filtro capacitivo.....	122
Figura 2.150 Resultados del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).	123
Figura 2.151 Onda rectificada con 4 diodos MA4E1317 a 900 MHz.....	124
Figura 2.152 Onda rectificada con 4 diodos MA4E1317 a 2 GHz.	124
Figura 2.153 Onda rectificada con 4 diodos MA4E1317 a 2,45 GHz.	125
Figura 2.154 Espectro obtenido del rectificador de onda completa sin filtro usando 4 diodos MA4E1317.	125
Figura 2.155 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.	126
Figura 2.156 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.	127
Figura 2.157 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.	127
Figura 2.158 Esquemático del rectificador de onda completa con <i>HBtuner</i> usando 4 diodos MA4E1317.	128
Figura 2.159 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.6 y fase de 0.0002233... ..	129
Figura 2.160 Rectificación de onda completa sin filtro:	129
Figura 2.161 Esquemático del rectificador de onda completa con <i>HBtuner</i>	130
Figura 2.162 Contornos del <i>Load-Pull</i> a 2 GHz: módulo de 0.6 y fase de 0.	130
Figura 2.163 Rectificación de onda completa con filtro:	131
Figura 2.164 Potencia a salida del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.....	132
Figura 2.165 Voltaje a salida del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317	132
Figura 2.166 Curvas de transformación P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.	133
Figura 2.167 Espectro a la salida del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.....	134
Figura 3.1 Esquemático del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820, con filtro adaptativo.	139
Figura 3.2 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 1800 MHz.....	139
Figura 3.3 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 2 GHz.	140
Figura 3.4 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 2,45 GHz	140
Figura 3.5 Esquemático del rectificador de media onda con diodo MA4E1317, con filtro adaptativo.	141
Figura 3.6 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 1800 MHz.	141
Figura 3.7 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 2 GHz.....	142
Figura 3.8 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 2,45 GHz.....	142
Figura 3.9 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820, con filtro adaptativo.	143
Figura 3.10 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 1800 MHz.	143
Figura 3.11 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 2 GHz.....	144
Figura 3.12 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 2,45 GHz.....	144
Figura 3.13 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317, con filtro adaptativo.	145
Figura 3.14 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 1800 MHz.....	145
Figura 3.15 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 2 GHz.	146
Figura 3.16 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 2,45 GHz.	146
Figura 3.17 Estructura de un parche rectangular.....	147
Figura 3.18 Geometrías habituales de los parches.	148

Figura 3.19 Geometrías menos habituales de los parches.....	148
Figura 3.20 Alimentación mediante línea de transmisión.....	148
Figura 3.21 Alimentación mediante coaxial.	149
Figura 3.22 Alimentación mediante acoplamiento por proximidad.....	149
Figura 3.23 Alimentación mediante acoplamiento de una ranura.....	149
Figura 3.24 Línea de transmisión <i>microstrip</i>	150
Figura 3.25 Antena de parche modelada como una cavidad.....	150
Figura 3.26 Parámetros del parche rectangular.....	151
Figura 3.27 Modo fundamental TEM_{010} (izquierda) y modo fundamental TEM_{100} (derecha).....	151
Figura 3.28 Diagrama de radiación para el modo fundamental de un parche rectangular.	152
Figura 3.29 Captura del <i>TxLine 2003</i> para líneas <i>microstrip</i> a 1800MHz.....	153
Figura 3.30 Esquema completo del parche (arriba), vista frontal (abajo, izquierda), perfil izquierdo (abajo, derecha).	154
Figura 3.31 S_{11} para un barrido paramétrico de las dimensiones del parche.	155
Figura 3.32 S_{11} para las dimensiones del parche optimizadas.	155
Figura 3.33 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia del parche.	156
Figura 3.34 Diagrama de radiación 3D.	157
Figura 3.35 Parámetro S_{11} en la Carta de Smith.....	157
Figura 3.36 Captura del <i>TxLine 2003</i> para líneas <i>microstrip</i> a 2GHz.	158
Figura 3.37 Esquema completo del parche (arriba), vista frontal (abajo, izquierda), perfil izquierdo (abajo, derecha).	159
Figura 3.38 S_{11} para un barrido paramétrico de las dimensiones del parche.	160
Figura 3.39 S_{11} para las dimensiones del parche optimizadas.	160
Figura 3.40 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia del parche.	161
Figura 3.41 Diagrama de radiación 3D.	161
Figura 3.42 Parámetro S_{11} en la Carta de Smith.....	162
Figura 3.43 Captura del <i>TxLine 2003</i> para líneas <i>microstrip</i> a 2GHz.	163
Figura 3.44 Esquema completo del parche (arriba), vista frontal (abajo, izquierda), perfil izquierdo (abajo, derecha).	164
Figura 3.45 S_{11} para un barrido paramétrico de las dimensiones del parche.	165
Figura 3.46 S_{11} para las dimensiones del parche optimizadas.	165
Figura 3.47 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia del parche.	166
Figura 3.48 Diagrama de radiación 3D.	166
Figura 3.49 Parámetro S_{11} en la Carta de Smith.	167
Figura 3.51 Esquema del <i>EC-SRR</i>	169
Figura 3.52 Circuito equivalente del <i>EC-SRR</i> [4].	169
Figura 3.53 Determinación experimental de la frecuencia de resonancia de un <i>EC-SRR</i> [4].	171
Figura 3.54 <i>BC-SRR</i>	171
Figura 3.55 <i>NB-SRR</i>	171
Figura 3.56 <i>2-SRR</i>	172
Figura 3.57 <i>2-SR</i>	172
Figura 3.58 <i>Layout</i> (arriba) y respuesta en frecuencia (abajo).....	173
Figura 3.59 Circuito equivalente en π de la línea de transmisión con μ negativa (a) y el modelo simplificado (b) [4].	174
Figura 3.60 Diagrama de dispersión de la línea de transmisión con μ negativa.	175
Figura 3.61 <i>Layout</i> (a) y respuesta en frecuencia (b) de la línea <i>LH</i> implementada [4].	176

Figura 3.62 Circuito equivalente en π de la línea de transmisión LH (a) y el modelo simplificado (b) [4].....	176
Figura 3.63 Diagrama de dispersión de la línea de transmisión LH basada en $SRRs$	177
Figura 3.64 Diagrama de dispersión de la línea de transmisión LH basada en $SRRs$	178
Figura 3.66 S_{11} para las dimensiones optimizadas.	180
Figura 3.67 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia de la antena.	181
Figura 3.68 Diagrama de radiación 3D a 1800 MHz.	182

Índice de tablas

Tabla 1.1 Densidades de potencia de las tecnologías EH [9].....	5
Tabla 2.1 Parámetros del modelo del diodo no lineal [4].	22
Tabla 2.2 Parámetros <i>SPICE</i> para diodos <i>Alpha</i> [4].	22
Tabla 2.3 Parámetros <i>SPICE</i> para el diodo HSMS-2820 [6].....	26
Tabla 2.4 Parámetros <i>SPICE</i> para el diodo MA4E1317 [2].	32

Capítulo 1

Introducción y objetivos

1.1 Introducción

Durante los últimos años, ha aumentado considerablemente el número de usuarios de dispositivos electrónicos que reclaman grandes avances en las comunicaciones modo *wireless*, es decir, sin necesidad de utilizar cables para su correcto funcionamiento. Es por ello por lo que este tipo de dispositivos está creciendo día a día. Pero, si se analizan los escenarios presentes en la actualidad, no se puede decir que todos estos dispositivos electrónicos sean realmente *wireless*. No hay duda que mientras están funcionando, por ejemplo transmitiendo información, no necesitan ningún tipo de cable, pero en la realidad, estos dispositivos dependen claramente de los cables ya que necesitan baterías integradas en su interior. De este modo, esas baterías necesitarán ser cargadas o reemplazadas, aunque a veces el reemplazamiento de baterías no es posible o es excesivamente caro. Por lo tanto, existe una necesidad real para solucionar este tipo de problemas. En este sentido, para que pudiese existir un sistema *wireless* real, sería necesario estudiar, además de la transmisión de información, su fuente de excitación de potencia para poder aumentar su duración.

La motivación del presente proyecto surge a partir del problema anterior, y pretende ser un punto de referencia en el comienzo del desarrollo de un sistema completo, que proporcione potencia a un dispositivo localizado en una habitación o a un dispositivo móvil. Por tanto, la distancia entre el transmisor y el receptor será corta, pero incluirá un sistema completo dimensionado de forma que los permita trabajar con radiación de campo lejano.

En este primer capítulo del proyecto se ilustrará, en primer lugar, lo que es una rectena, explicando de forma clara y concisa de qué se compone y sus principales características, así como algunas de sus principales aplicaciones.

Seguidamente, se estudiará en primer lugar el estado del arte. En esa sección se mostrará una visión global del concepto de *Energy Harvesting*, para pasar a concretarlo en dispositivos de radiofrecuencia, como son los que ocupan el proyecto presente. Finalmente, se estudiará la regulación de seguridad presente y se calcularán los niveles máximos de potencia de radiación.

1.2 Definición de rectena

Una rectena, palabra compuesta de *rectifying antenna* (al español antena rectificadora), es un tipo especial de antena que se usa para convertir directamente microondas o energía en RF a corriente continua o DC. En la siguiente figura se muestra un diagrama de bloques básico de una rectena.

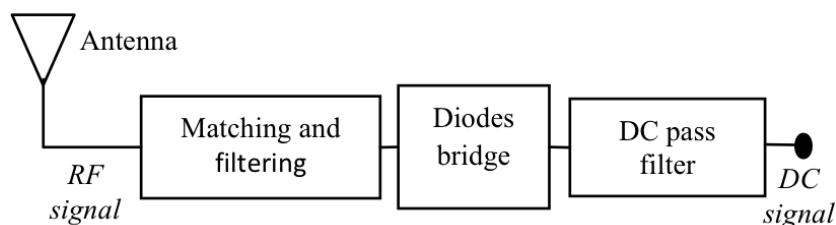


Figura 1.1 Diagrama de bloques básico de una rectena [18].

Una rectena simple puede construirse a partir de un diodo Schottky situado entre los dipolos de la antena. El diodo rectifica la corriente inducida en la antena por las microondas. Los diodos Schottky se usan porque cuentan con la menor pérdida de voltaje y a la vez la mayor velocidad. Por ello, son los de menor pérdida de energía durante la conducción y conexión.

Las rectenas son altamente eficientes a la hora de convertir microondas en electricidad [2]. En ensayos de laboratorio se vienen consiguiendo eficiencias de en torno al 90%. También se han realizado ensayos con rectenas inversas, que convierten electricidad en microondas, pero sus eficiencias son mucho menores rondando el 1% [3].

1.3 Algunas aplicaciones

Gracias a su alta eficiencia y un precio relativamente bajo, las rectenas figuran como candidatas en la mayoría de propuestas que involucran la transmisión de energía por medio de microondas, como puede ser la energía solar espacial.

El receptor de radio de cristal más simple, basado en una antena de radio y un diodo demodulador (rectificador), es, de hecho, una rectena – aunque deseche la componente de corriente continua antes de enviar la señal a los auriculares. La gente que reside cerca de transmisores de radio potentes pueden llegar a observar que con una antena larga receptora podrían adquirir la suficiente energía como para encender una bombilla, si bien esta práctica está prohibida por considerarse robo de energía.[4].

Rectenas en la frecuencia de radio se usan para diferentes tipos de transmisión inalámbrica de energía, como es el caso del presente proyecto.

Se baraja la posibilidad de que dispositivos similares al nivel de la nanotecnología podrían usarse para convertir luz en electricidad con eficiencias mucho mayores que las de las actuales células solares. A este tipo de dispositivo se le conoce como rectena óptica. Teóricamente, a medida que el dispositivo se reduce, se pueden obtener eficiencias importantes, pero los experimentos realizados por el *National Renewable Energy Laboratory* de los Estados Unidos solo han obtenido de momento eficiencias en torno al 1% con el uso de luz infrarroja.

1.4 Estado del arte

1.4.1 Introducción al concepto de *Harvesting*

A pesar de que una batería pueda mejorar sustancialmente su funcionamiento, siempre acaba siendo un factor limitante en el mantenimiento de la vida operacional de un sistema o una aplicación. Reemplazar las baterías se convertirá en una tarea poco práctica, por lo que se necesitarán dispositivos autosuficientes que puedan operar por un período indefinido de tiempo. Con el concepto de “*Energy Harvesting*” (EH, traducido como recogida de energía) a partir de diversas fuentes de excitación se demuestra que se puede hacer frente a esa deficiencia, aunque dichas fuentes deberán ser apropiadas en cuanto a su disponibilidad durante la vida del sistema, y muy eficientes. Se trata, por tanto, de un problema de mejora de la seguridad, la fiabilidad y de reducir los costes de mantenimiento de un determinado sistema.

Para solucionarlo, se han creado dispositivos con tecnologías heterogéneas en multifrecuencia, que combinan las comunicaciones tanto de campo cercano como de campo lejano. Con estas nuevas tecnologías se procura cubrir requisitos contradictorios para distancias cortas y para comunicaciones de larga distancia.

Uno de los factores críticos de estos dispositivos es su alimentación y, más aún, considerando el alto coste del cableado de la alimentación o la sustitución de sus baterías. Como resulta lógico, los dispositivos tendrán que ser de tamaño lo más pequeño posible. Esto supone una severa restricción en su vida operacional si se utilizan las baterías para alimentarlos. Además, la tecnología de las baterías no ha mejorado en términos de densidad de energía y de tamaño en la última década, especialmente para aplicaciones móviles de baja potencia móvil.

Actualmente, se está realizando un esfuerzo para conseguir mejorar la densidad de energía de las baterías, pero también se están investigando los recursos adicionales de energía para aumentar la vida útil de estos dispositivos. Existen distintas fuentes de energía que se pueden utilizar para alimentar los dispositivos de RF que se ocupan en el presente proyecto. En la siguiente figura se compara la capacidad de generación de energía de algunos de las modalidades EH más típicas que incluyen: radiación ambiental [5], gradientes de temperatura [6], luz [7], y vibraciones [8]. Entre estas fuentes de energía, tanto la EH solar a través de la conversión fotovoltaica de la energía como la vibración mediante elementos piezoeléctricos, ofrecen mayor densidad de potencia, lo que las convierte en las modalidades prioritarias.

Energy Scavenging Source	Power Density ($\mu\text{W}/\text{cm}^3$)	Information Source
Solar (Outdoors)	15,000 – Direct Sun 150 – Cloudy Day	Commonly Available
Solar (Indoors)	6 – Office Desk	Experiments
Vibrations	100 - 200	Roundy et. al.
Acoustic Noise	0.003 @ 75 dB 0.96 @ 100 dB	Theory
Daily Temp. Variation	10	Theory
Temp. Gradient	15 @ 10° Celsius	Stordeur & Stark 1997
Piezo Shoe Inserts	330	Starner 1996

Tabla 1.1 Densidades de potencia de las tecnologías EH [9].

1.4.2 *Energy Harvesting* aplicado a dispositivos de RF

La rectificación de señales de microondas para el suministro de alimentación n DC mediante la transmisión inalámbrica ha sido propuesta e investigada dentro del contexto de alta potencia desde la década de 1950, como se demuestra en [10]. En cuanto a la transmisión y recogida de energía en microondas, las antenas que se han ido diseñando ya poseen sus características bien determinadas, como son por ejemplo: la polarización y la rectificación de alta eficiencia para una sola frecuencia de trabajo, los niveles de las densidades de potencia que inciden sobre un *array*, o los circuitos rectificadores.

En la Figura 1.1 obtenida de [16], se muestra un estudio de las densidades típicas de energía asociadas con rectenas de alta potencia, en el que se presentan tres ejemplos tomados de [11], [12] y [13] con sus respectivos valores de eficiencia operativa de rectificación. Además, en la figura se observa los niveles de densidades de potencia cercanos a una estación base típica que opera a 880 y a 1990 MHz [14]. También existen algunas preocupaciones sobre posibles riesgos de salud [15]. En [10] se hizo una discusión sobre los niveles de baja potencia para transpondedores sin baterías, cuyas densidades de potencia rondaban los 10 mW/cm. Recientemente, se ha probado la rectificación en banda ancha de radiaciones incidentes de muy baja potencia (menor de 1 mW/cm), como se muestra en [17].

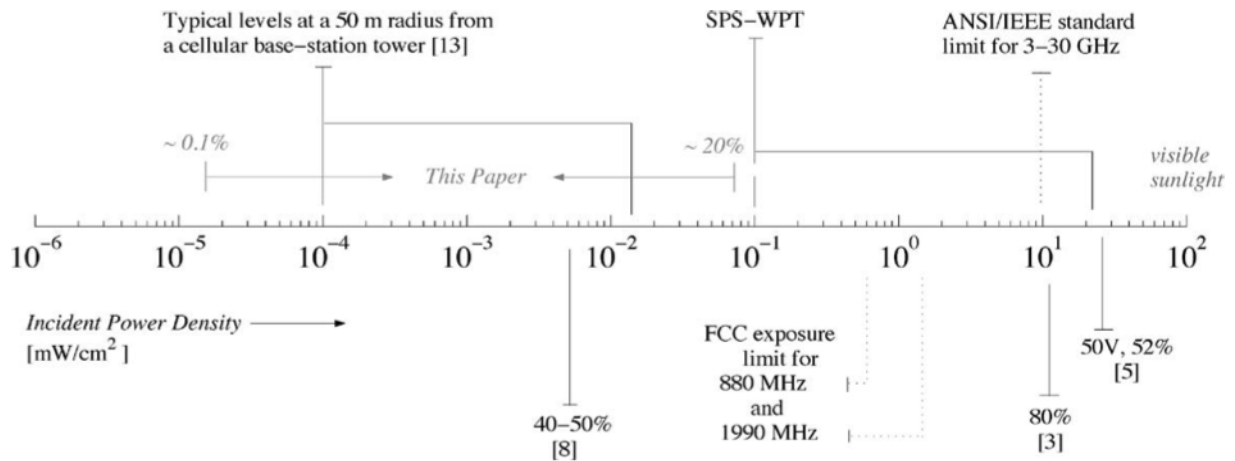


Figura 1.2 Diagrama de fuentes de potencia en microondas y sus valores típicos de densidad de potencia. También se muestra el rango de densidades de potencia esperado para el Satélite de Potencia Solar (SPS) y para aplicaciones de Transmisión Inalámbrica de Potencia (WPT) [17].

Los dos principales tipos de aplicaciones existentes para dispositivos de RF, como los que se estudiarán en el presente proyecto, son: la alimentación de redes de sensores interiores de bajo consumo, y el aprovechamiento de la energía en RF. Comparando la eficiencia en aplicaciones de emisión de potencia, en los casos de estudio existirá una disminución lineal de su valor debido a los bajos niveles de potencia de entrada. En el diagrama de bloques del *array* de rectenas de la Figura 1.2, se pretende demostrar la utilidad de la rectificación de bajas potencias. Para ello, se muestran múltiples fuentes a distintas frecuencias que emiten potencia en todas las direcciones para un escenario con fuertes desvanecimientos de señal.

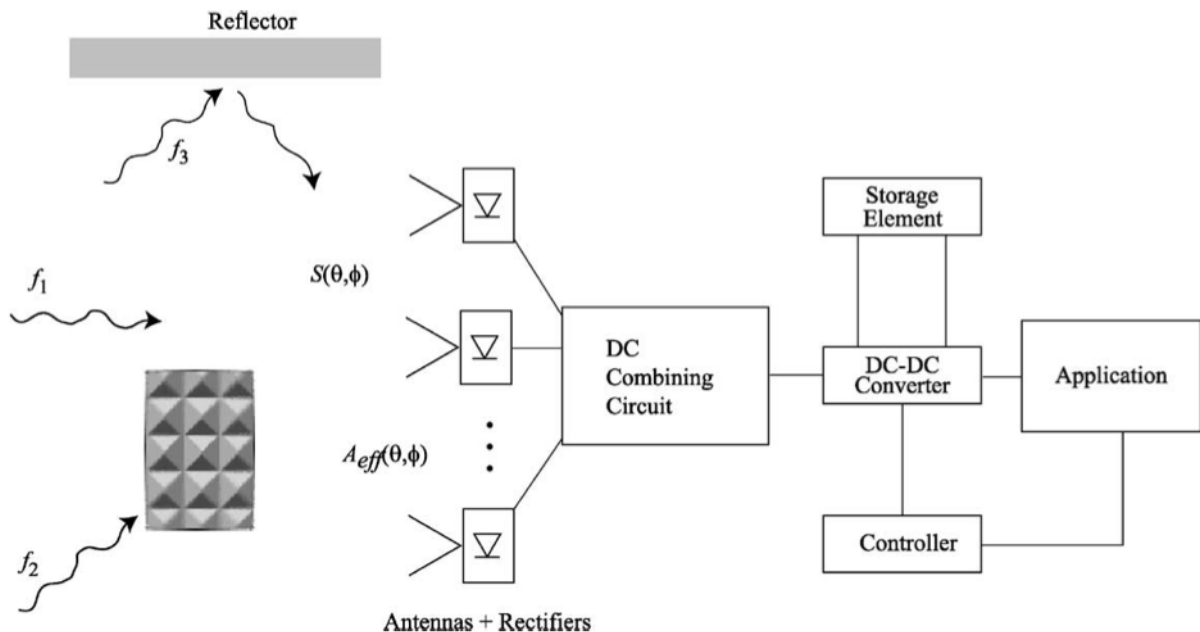


Figura 1.3 Diagrama de bloques de un array de rectenas con el objetivo de recoger la mayor cantidad de energía posible. Se reciben señales a diferentes frecuencias y niveles de potencia a través de un escenario donde existe un gran desvanecimiento. Cada elemento del array se forma con un rectificador. Las salidas en DC resultantes se combinan como la alimentación para una determinada aplicación electrónica [17].

Como se puede observar en la figura, las potencias en DC obtenidas de todas las rectenas se suman en corriente y tensión produciendo el siguiente factor de eficiencia de conversión:

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{RF}} \quad (1.1)$$

que se trata de una función de la variación estadística de potencia de RF incidente, $\eta = \eta(P_{RF})$. El nivel medio de potencia de RF recibida para un rango de frecuencias en cualquier instante de tiempo viene dado por:

$$P_{RF}(t) = \frac{1}{f_2 - f_1} \int_{f_1}^{f_2} \int_0^{4\pi} S(\Omega, f, t) A_{eff}(\Omega, f) d\Omega df \quad (1.2)$$

donde Ω es el ángulo sólido y $S(\Omega, f, t)$ es la densidad de potencia incidente dependiente del tiempo, la frecuencia el ángulo. A_{eff} es el área efectiva de la antena, que depende a su vez del ángulo sólido y de la frecuencia. La potencia en DC para una determinada frecuencia viene dada por

$$P_{dc}(f_i) = P_{RF}(t, f_i) \eta[P_{RF}(t, f_i), \rho] \quad (1.3)$$

donde ρ representa la desadaptación del diodo con la antena. Dicha desadaptación es dependiente de la potencia y la frecuencia debido a la no linealidad del diodo.

1.5 Regulación de seguridad

La radiación de microondas establecida en el rango de frecuencias del espectro electromagnético desde 300 MHz hasta 300 GHz se utiliza en diferentes áreas de ciencia y tecnología. Estas radiaciones se caracterizan por ser radiaciones no-ionizantes. La radiación electromagnética, en general, afecta al sistema biológico. En concreto, la radiación entre los 300 MHz y los 10 GHz puede ser absorbida fácilmente en los tejidos biológicos por el agua y otras moléculas y proteínas presentes en el cuerpo, produciendo calor durante su absorción. Este hecho influye en el correcto comportamiento del cuerpo humano. Por tanto, es necesario establecer ciertos límites de potencia radiada. En [19], se expone una información detallada sobre dichos límites. Las restricciones en la potencia radiada se aplican de forma distinta para dos grupos de personas. Por una parte, hay una restricción que se aplica a las personas cuyo trabajo implica un ambiente radioactivo. Por otra parte, existe una restricción general que ignora la existencia de campo electromagnético. Las restricciones se expresan tanto en campo eléctrico como en magnético. En cada caso, hay dos recomendaciones disponibles: el valor medio y el valor de pico, como se muestran en las dos figuras siguientes.

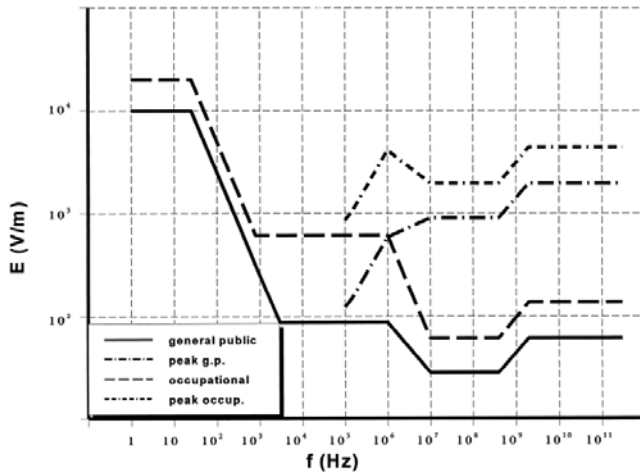


Figura 1.4 Restricción de campo eléctrico en función de la frecuencia [19].

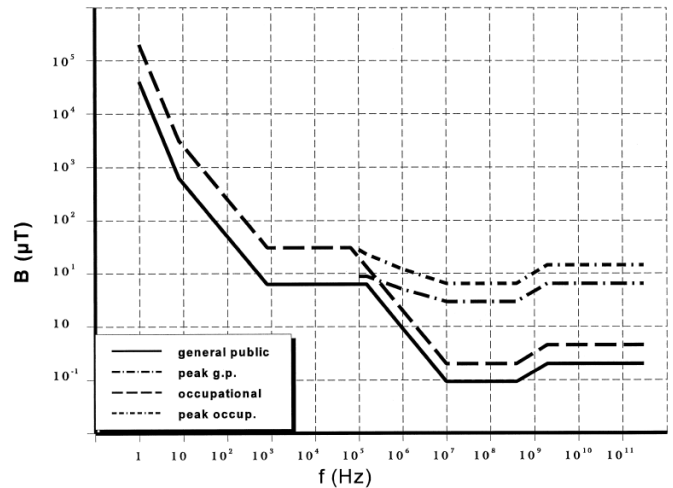


Figura 1.5 Restricción de campo magnético en función de la frecuencia [19].

1.6 Fases del desarrollo y medios empleados

El desarrollo del proyecto se divide en dos grandes fases, tal y como se muestra en el siguiente guión.

- Fase A: Rectificadores.

- Diseño de los circuitos rectificadores de microondas mediante la herramienta **Microwave Office**.
 - Elección de los tipos de diodos.
 - Modelado de los diodos.
 - Diseño de los rectificadores de media onda.
 - Diseño de los rectificadores de onda completa.
- Fabricación de los principales prototipos de circuitos rectificadores en el **laboratorio de radiofrecuencia**.
- Medida real de los circuitos rectificadores mediante **analizadores de espectros y analizadores vectoriales de redes**.

- Fase B: Antenas multifrecuencia.

- Diseño de antenas multifrecuencia mediante la herramienta **CST Studio**.
 - Elección de las configuraciones de las antenas.
 - Diseño de las antenas de parche para cada frecuencia.
 - Diseño de los *SRRs* para cada frecuencia.
 - Diseño de las distintas configuraciones de antenas multifrecuencia.
- Fabricación de los principales prototipos de antenas multifrecuencia en el **laboratorio de radiofrecuencia**.
- Medida real de las antenas multifrecuencia mediante **analizadores de espectros y analizadores vectoriales de redes**.

1.7 Estructura de la memoria

Para facilitar la lectura de la memoria, se incluye a continuación un breve resumen de cada capítulo, excluyendo el presente **capítulo 1**, donde se introducen los conceptos y objetivos que serán analizados y desarrollados, respectivamente.

Así pues, en el **capítulo 2** se estudiarán los principales tipos de rectificadores. Inicialmente, se explicarán las bases teóricas de los mismos, para posteriormente continuar con lo que sería el primer paso en su desarrollo, que es la elección de los tipos de diodos más apropiados. Tras modelar los diodos elegidos, se diseñarán los circuitos rectificadores de meda onda y de onda completa, este último utilizando dos configuraciones: el puente de diodos, y con un transformador de masa común. Una vez diseñados y simulados, se optimizarán las impedancias vistas a la entrada de cada circuito. A continuación, se diseñarán y simularán los *layouts* que serán fabricados y medidos, comprobando así el correcto funcionamiento de los prototipos de rectificadores.

En el **capítulo 3** se estudiarán las configuraciones que se usarán en las antenas. Para comenzar, se hará una breve introducción sobre las antenas de parche, decidiendo la forma del mismo, su alimentación, y su sustrato. Primero, se diseñarán tres antenas de parche que trabajen a una de las tres frecuencias deseadas. En el último bloque del capítulo se tratará de diseñar antenas multifrecuencia basadas en los parches anteriores, y en disponer a sus lados dos pares de *SRRs*, que harán posible que las antenas trabajen a tres frecuencias diferentes de forma simultánea. Al comienzo de ese bloque se hará una breve introducción a los *SRRs*.

El **capítulo 4** supone un estudio del presupuesto necesario para la realización completa del proyecto. Y, por último, en el **capítulo 5** se resumirán las conclusiones obtenidas a lo largo del documento, así como las posibles líneas futuras de investigación.

Referencias del capítulo 1

- [1] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl y Apisak Ittipiboon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2000.
- [2] SPS Technical Issues. Disponible en Internet: <<http://www.permanent.com/p-sps-tc.htm>>
- [3] *Inverse Rectennas for Two-Way Wireless Power Transmission*, NASA's Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, 1 de Julio de 1998.
- [4] *Over to you: Mythical electricity?*, The Daily Telegraph. 2004-11-24. Retrieved 2009-06-25.
- [5] E. Yeatman, B. *Advances in power sources for wireless sensor nodes*, para Proc. Int. Workshop Wearable Implantable Body Sensor Netw., 2004, pp. 20–21.
- [6] J. Stevens, B. *Optimized thermal design of small T thermoelectric generators*, presentado en el 34° Intersoc. Energy Conv. Eng. Conf., 1999, paper 1999-01-2564, Soc. Automot. Eng.
- [7] H. Schmidhuber and C. Hebling, B. *First experiences and measurements with a solar powered personal digital assistant (PDA)*, del Proc. 17° Eur. Photovoltaic Solar Energy Conf., 2001, pp. 658–662, ETA-Florence and WIP-Munich.
- [8] S. Roundy, P. Wright, and J. Rabaey, B. *A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes*, Comput. Commun., vol. 26, pp. 1131–1144, Jul. 2003.

- [9] Abhiman Hande, Raj Bridgelall, y Ben Zoghi. *Vibration Energy Harvesting for Disaster Asset Monitoring Using Active RFID Tags Antenna Design Handbook*. Artech House, 2000.
- [10] W. C. Brown, *The history of power transmission by radio waves*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-32, pp. 1230–1242, Sept. 1984.
- [11] J. O. McSpadden, F. E. Little, M. B. Duke, and A. Ignatiev, *An in-space wireless energy transmission experiment*, para Proc. IECEC Energy Conversion Engineering Conf., vol. 1, Ag. 1996, pp. 468–473.
- [12] L. W. Epp, A. R. Khan, H. K. Smith, and R. P. Smith, *A compact dual-polarized 8.51-GHz rectenna for high-voltage (50 V) Actuator applications*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, pp. 111–120, Enero 2000.
- [13] W. C. Brown, *An experimental low power density rectenna*, para IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1991, pp. 197–200.
- [14] J. C. Lin, *Radio frequency exposure and safety associated with base stations used for personal wireless communication*, IEEE Antennas Propagat. Mag., vol. 44, no. 1, pp. 180–183, Feb. 2002.
- [15] *Space solar-power stations, wireless power transmissions, and biological implications*, IEEE Microwave Mag., pp. 36–42, Mar. 2002.
- [16] Joseph A. Hagerty, Florian B. Helmbrecht, William H. McCalpin, Regan Zane, y Zoya B. Popovic, *Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 3, Marzo 2004.
- [17] J. A. Hagerty y Z. Popovic, *An experimental and theoretical characterization of a broadband arbitrarily-polarized rectenna array*, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, 2001, pp. 1855–1858.
- [18] J. Morcillo-Sánchez, V. Gonzalez-Posadas, M. Midrio y D. Segovia-Vargas, *Design of a Triple-Frequency Full-Wave Rectenna*, 5ª Edición del EuCAP (European Conference on Antennas and Propagation), 11 de Abril de 2011.
- [19] *Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)*, Health Phys, vol. 75, no. 4, pp. 494–523, Oct. 1998.

Capítulo 2

Rectificadores

2.1 Introducción

En este segundo capítulo se estudian las características generales de los diodos al realizar sus modelados. También se analizan diversos circuitos rectificadores y cómo se ven afectados por el comportamiento no lineal de dichos componentes. Finalmente, se estudia en detalle un circuito rectificador de media onda y un puente rectificador de onda completa tanto en su configuración con dos diodos, como en la correspondiente con cuatro.

En cada uno de los circuitos propuestos se desarrollarán cuatro etapas básicas: simulación del diseño inicial, obtención de la impedancia óptima para su posterior acoplo a la antena, su diseño de fabricación y sus medidas reales finales.

El último apartado del presente capítulo, de marcado aspecto teórico, tratará el estudio de los diferentes armónicos presentes en los circuitos rectificadores, con el fin de calcular el rendimiento o porcentaje de eficiencia correspondiente.

2.2 Definición de rectificador

Un rectificador es un circuito electrónico compuesto típicamente por diodos, y otros componentes pasivos, tales como resistencias y condensadores. La aplicación directa de un rectificador, como su propio nombre indica, es la de rectificar señales, es decir, transformar una señal alterna en una continua. En este capítulo se estudian dos circuitos rectificadores: el de media onda y el de onda completa.

Dependiendo de cómo estén dispuestos los componentes mencionados podremos tener diferentes tipos de rectificaciones de señal. En los siguientes apartados se estudiarán las principales configuraciones de rectificadores. Previamente, se procederá a analizar los distintos tipos de diodos disponibles para poder fabricar los diseños reales.

2.3 Elección de los diodos

La primera tarea a realizar es la elección de los diodos apropiados para las características enunciadas en los objetivos explicados en el anterior capítulo. Antes de poder decidir qué diodos son los más adecuados, se deberá tener en cuenta qué es exactamente un diodo y cuáles son sus parámetros básicos de diseño.

2.3.1 Principio de funcionamiento del diodo

Un semiconductor [2] tipo n es aquel que está dopado con exceso de electrones libres, mientras que un semiconductor de tipo p corresponde a uno dopado con un exceso de huecos o ausencia de electrones libres y, por lo tanto, partículas positivas. Al unir un semiconductor tipo p con uno tipo n se produce un desplazamiento de portadores por difusión de una región a la otra. De esta forma, se desplazan portadores tipo n hacia la región p, quedando una zona relativamente vacía de portadores n en la región n. Al mismo tiempo se desplazan huecos de la región p hacia la región n quedando una zona relativamente vacía de portadores p en la región p. Este movimiento existe hasta llegar a un equilibrio en donde se forma una zona de vaciamiento o depleción, la cual tiene asociada una diferencia de potencial de contacto. Una vez alcanzado el equilibrio, los portadores deben vencer esa diferencia de potencial para poder desplazarse. Debido a que la tensión (o función de trabajo) en la zona n es mayor que en la zona p se necesitará de una tensión externa, con el positivo en la zona p y el negativo en la n, para vencer esta diferencia de potencial y permitir el flujo de corriente desde la zona p a la n. A esta dirección de tensión la llamaremos polarización directa. Si la polarización es inversa, la diferencia de potencial de contacto aumenta (se ensancha la zona de depleción), impidiendo así el flujo de corriente.

Un diodo es un dispositivo conformado por la unión de dos semiconductores, uno p y otro n, llamada unión pn. Es un dispositivo electrónico de dos terminales cuya respuesta tensión-corriente es no lineal. Un diodo ideal es aquel que permite el flujo de corriente en directa y lo impide en inversa. El símbolo eléctrico de un diodo es el que se esquematiza

en la Figura 2.1 (izquierda) y la curva característica de tensión-corriente del mismo se muestra en la Figura 2.2 (derecha).



Figura 2.6 Símbolo eléctrico del diodo (izquierda). Curva característica V-I para diodo ideal (derecha) [2].

En cambio, en un diodo real la diferencia de potencial (umbral) es no nula y depende del material semiconductor del diodo. A temperatura ambiente, en los diodos de germanio el umbral es aproximadamente 0,3V mientras que en los diodos de silicio es aproximadamente 0,7V. Una curva característica de un diodo real se muestra en la Figura 2.2.

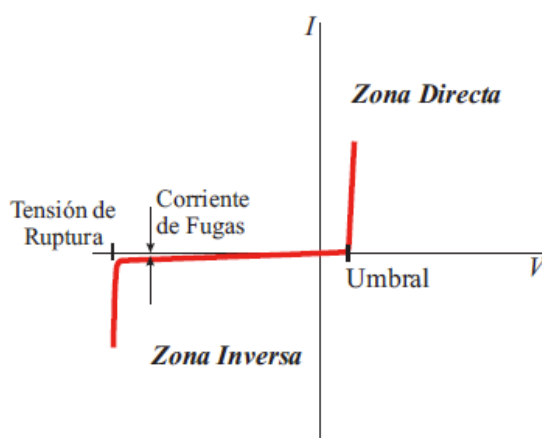


Figura 2.7 Curva característica V-I para un diodo real [2].

2.3.2 Estructura del diodo de barrera Schottky

Existen distintos tipos de diodos: los diodos Zener, los diodos optoelectrónicos, Schottky, varicap, etc [3]. Los más utilizados en aplicaciones de radiofrecuencia y, en el caso que ocupa, para aplicaciones de rectificadores, son los denominados **diodos Schottky**. Esto es así porque estos dispositivos son de portadores mayoritarios. Esto evita un tiempo de tránsito elevado que se produciría en las uniones tradicionales pn al estar formadas por portadores minoritarios. Se caracterizan por una caída de tensión en directa menor que los diodos habituales de unión pn. A bajas corrientes, la caída puede llegar a estar entre 0,15 y 0,4 V, muy diferente respecto a los 0,6 V mencionados anteriormente en los diodos de silicio típicos. Este hecho se traduce en menores pérdidas de potencia. Para poder alcanzar estos funcionamientos, se construyen de formas distintas, poseyendo un contacto de metal a semiconductor, como se explica a continuación.

A pesar de llamarse diodos Schottky (debido a su descubridor, el célebre físico alemán Walter H. Schottky), también son conocidos por los siguientes términos en inglés: *surface barrier diodes*, *hot carrier diode* o también como *hot electron diode*.

Los diodos de barrera Schottky pueden fabricarse de multitud de formas. La más sencilla se conoce como el diodo de punto de contacto, donde un hilo de metal se presiona sobre una superficie de semiconductor limpia. Así fue como se hicieron los primeros detectores *Cat's Whisker*, si bien resultaron ser poco fiables debido a que tenían que ser repuestos frecuentemente para conseguir su comportamiento deseado. De hecho, la diferencia de funcionamiento entre un diodo de unión pn y uno Schottky radica directamente en la forma en la que el hilo y el semiconductor se juntan y crean su proceso de formación.

Aunque los diodos de punto de contacto se inventaron muchos años después, también resultaron ser muy limitados desde el punto de vista de su fiabilidad, y fueron reemplazados por una técnica en la que el metal era depositado en una capa.

Uno de los problemas que tuvo el modelo anterior era que los efectos de ruptura se notaban alrededor del área del metal, debido a los campos eléctricos altos que se crean alrededor del borde de la placa, además de presentar considerables efectos de fuga. Para solucionar estos problemas, se fabricó un anillo de guarda de semiconductor p++ mediante un proceso de difusión con una capa de óxido a lo largo del puente del metal. También se intentó usar capas de silicio en lugar del metal.

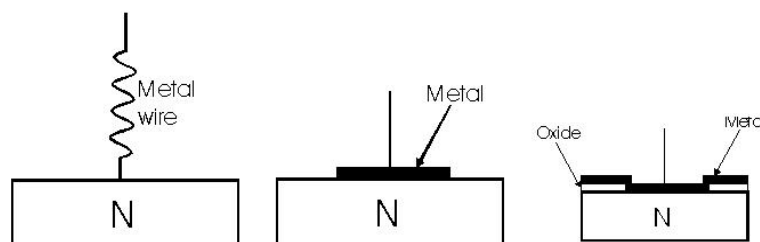


Figura 2.8 Diodos Schottky: de punto de contacto (izquierda), de metal depositado (centro), y de metal depositado con capa de óxido (derecha) [4].

Uno de los elementos clave en el proceso de fabricación es asegurar una superficie lo suficientemente limpia para una buena unión entre el metal y el semiconductor. Esto se consigue mediante diferentes procesos químicos. Cuando se usan capas de silicio en lugar del contacto de metal puro, normalmente se deposita el metal y, posteriormente, se calienta obteniendo la capa deseada. La ventaja de este procedimiento es que la mencionada reacción se produce sobre la superficie de silicio, y la unión real se produce debajo de dicha capa, donde el silicio no está expuesto a ningún tipo de contaminación. Otra ventaja de la estructura Schottky es que se puede fabricar usando técnicas a temperaturas relativamente bajas, sin necesidad de las altas temperaturas de los procesos de difusión de impurezas.

2.3.3 Características y aplicaciones del diodo Schottky

El diodo Schottky se conoce también como dispositivo de portadores mayoritarios. Esto le da grandes ventajas en términos de velocidad, ya que no depende de la recombinación de electrones y huecos cuando entran en regiones opuestas, como sucede en el caso del diodo convencional. Al hacer los dispositivos más pequeños, las constantes temporales del tipo RC pueden reducirse, haciendo que estos diodos sean un orden de magnitud más rápidos que los diodos de unión pn. Este factor resulta ser la primera razón por la que son ampliamente utilizados en aplicaciones de radiofrecuencia, microondas y milimétricas.

El diodo también posee una densidad de corriente mucho mayor que una unión pn. Esto significa que la caída de tensión en directa es menor si nos fijamos en el comportamiento ideal del diodo usado en aplicaciones de rectificación de potencia.

Su principal desventaja se encuentra en el nivel de corriente en inversa, que resulta relativamente alta. Para muchos usos, esto puede no resultar ser un problema, pero es determinante en aplicaciones más rigurosas.

La característica general del diodo muestra la típica curva I-V de un diodo basado en semiconductores, pero con un mayor voltaje de excitación. A niveles altos de corriente, la curva se estabiliza y está limitada por la resistencia en serie o el máximo nivel de corriente de inyección. En la dirección inversa, el punto de rotura (más conocido como punto de *breakdown* en inglés) aparece por encima de un cierto nivel. El mecanismo es similar al impacto de rotura de ionización en una unión pn.

Los diodos de barrera Schottky son ampliamente utilizados en la industria electrónica, pudiendo encontrar multitud de aplicaciones como diodo rectificador. Sus propiedades únicas le permiten ser usado en un gran número de aplicaciones donde otros tipos de diodos no podrían funcionar correctamente. Las principales áreas de aplicaciones se enumeran a continuación [5]:

- Mezclador RF, multiplicadores de frecuencia y diodo detector: gracias a su alta velocidad de conmutación y funcionamiento a altas frecuencias, además de su baja tensión de excitación y baja capacitancia.
- Rectificador de potencia: los factores que facilitan este tipo de aplicaciones son su elevada densidad de corriente y su pequeña caída de tensión en directa. Esto indica que presentará menores pérdidas de potencia que los diodos de unión pn. Por lo tanto, este aumento de eficiencia conllevará menor cantidad de calor disipado, y menor cantidad de calor incidente en el diseño.
- Circuitos OR de potencia: se trata de circuitos donde una carga puede ser excitada por dos fuentes de potencia distintas. En estos casos, es necesario que ambas fuentes estén debidamente aisladas, es decir, que la potencia de una fuente no pueda entrar en la otra. Sin embargo, es importante que cualquier caída de tensión a través de los diodos que formen estos circuitos, sea minimizada para asegurar máxima eficiencia. Por tanto, el bajo voltaje presenta en los diodos Schottky los hace ideales para este tipo de

aplicaciones. Si bien, habrá que ser cuidadosos a la hora de diseñar estos circuitos debido a la elevada fuga de corriente en inversa de los diodos.

- Aplicaciones de celdas solares: típicamente conectadas a baterías recargables, necesitan un diodo en serie para evitar cargas inversas (o con carácter negativo). Cualquier caída de tensión resultaría una pérdida de eficiencia, por lo que los diodos Schottky resultan idóneos.
- Diodo de fijación, especialmente cuando se trata de usos en tecnologías LS (*Low Supply*, o baja potencia de excitación) TTL. Mejora la velocidad de operación al usarse como interruptor, ya que reduce el tiempo del “0” lógico al recoger la mayoría de la corriente. Los diodos de barrera Schottky se insertan entre el colector y la base del transistor principal, actuando así como soporte o fijación, como se muestra en la figura.

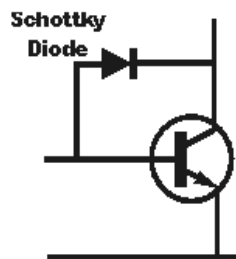


Figura 2.9 Transistor NPN con diodo Schottky como fijación [5].

2.3.4 Diodos de las series HSMS-282x

Este tipo de diodos están especialmente diseñados tanto para aplicaciones analógicas como digitales. Esta serie incluye encapsulados con diferentes configuraciones para ofrecer mayor flexibilidad en el diseño. Las aplicaciones típicas de estos diodos son: mezcladores, multiplicadores, detectores, conmutadores, muestreadores, conformadores de onda y diodos de fijación. Las características generales son los valores bajos de resistencias en serie, bajo voltaje en directa para todos los niveles de corriente y buen comportamiento en RF. En el apartado 2.4.1 se estudiarán al detalle las aplicaciones más importantes de esta serie de diodos.

Las características más importantes de los diodos de barrera Schottky de la serie HSMS-282x son las siguientes [6]:

- Bajo nivel de voltaje de encendido: 0,34 V a 1 mA.
- Baja tasa FIT (*Failure in Time* o tasa de fallos temporales).
- Nivel de calidad 6-Sigma.
- Versiones con 1, 2 ó 4 diodos.
- Configuraciones únicas con soporte de superficie del tipo SOT-363: aumenta la flexibilidad, ahorra espacio en la placa, y reduce coste.
- Configuraciones con tierra centrada que proporcionan hasta 10 dB de aislamiento.
- Diodos adaptados para funcionamiento consistente.
- Mejor conductividad térmica para mayor disipación de potencia.

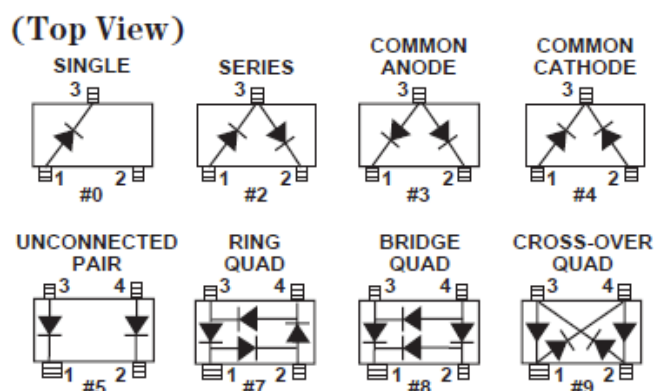


Figura 2.10 Identificación del código de los diodos de barrera Schottky de la serie HSMS-282x [6].

2.3.5 Diodos de las series MA4E131x

Las capas protectoras evitan los daños a la unión durante el tratamiento manual o automático. La configuración del encapsulado es apropiada para la integración. La elevada frecuencia de corte de estos diodos permite un correcto comportamiento a frecuencias de ondas milimétricas. Las aplicaciones típicas son mezcladores balanceados simples y dobles en transceptores PCN y radios, así como en detectores radar de la policía y detectores radar para automóviles. Los dispositivos funcionan hasta a 80 GHz, y resultan ideales para la eliminación de elevados OL (osciladores locales) a las entradas en RF.

Las características más importantes de los diodos de barrera Schottky de la serie MA4E131x son las siguientes [7]:

- Bajas resistencias en serie.
- Baja capacitancia.
- Alta frecuencia de corte.
- *Silicon Nitride Passivation*.
- Protección contra golpes de poliamida.
- Diseñada para facilitar la integración de circuitos.

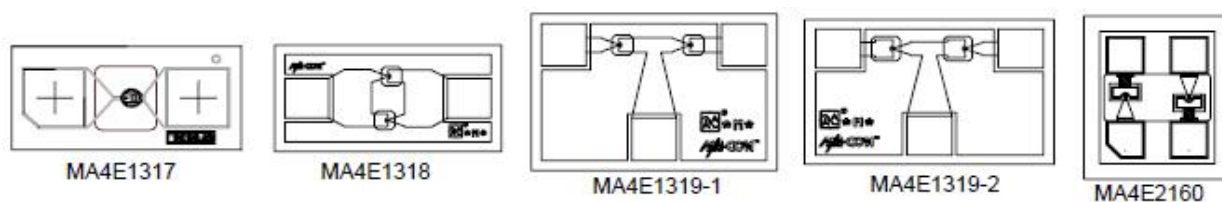


Figura 2.11 Identificación del código de los diodos de barrera Schottky de la serie MA4E131x [7].

2.4 Modelado de los diodos

En este apartado se comprobará el correcto funcionamiento de ambos tipos de diodos. Para ello, se procederá a realizar un modelo a partir de los principales parámetros de cada diodo, expuestos en las hojas de características. Con estos modelos se tratará de simular las mismas curvas que aparecen en las hojas mencionadas, corroborando de una forma precisa que el comportamiento se corresponde con lo que se esperaba para estos tipos de dispositivos.

Antes de esos desarrollos se procederá a introducir la base teórica del modelado del tipo de diodo que se utilizará. Se tratará de definir y explicar el origen de los parámetros básicos que se usarán en las simulaciones de todos los rectificadores.

Para ello, las fases desarrolladas son: la creación de un circuito básico para el diodo, la activación de sus parámetros, y el estudio de su funcionamiento mediante varias simulaciones. Las gráficas que se muestran a continuación son las principales características de los diodos: curvas V-I (tensión-corriente), comportamiento en diferentes frecuencias, curva P-V (potencia-tensión) y variabilidad de los componentes pasivos de los esquemáticos, como son la R (resistencia) y la C (condensador).

2.4.1 Introducción teórica a los parámetros del modelado

El modelo de un diodo [4] contiene una fuente de corriente no lineal que sigue la siguiente ecuación Shockley:

$$\text{Corriente} = I_S \left(e^{V_j / NV_t} - 1 \right) \quad (2.1)$$

donde V_j es el voltaje en la unión, V_t el voltaje de temperatura ($=kT/q$), y $N = 1,04-1,08$ (valores típicos).

Estos valores, unidos a los parámetros del modelo I_S y N , son los que se utilizan para modelar los efectos de la curva V-I en la unión del semiconductor, pero no incluye el funcionamiento no ideal de los diodos reales. Por ejemplo, a bajos niveles de corrientes (menores de 1 nA), otros procedimientos de semiconductores pueden incrementar el flujo de corriente de polarización.

Ajustando la I_S a diferentes valores, podemos obtener las características de otros dispositivos, como son los diodos de barrera Schottky que nos ocupan o los diodos de unión por difusión de silicio. Los efectos de altos valores de corriente son modelados, grosso modo, incluyendo una resistencia en serie, que pretende combinar los efectos de las grandes resistencias que se encuentran a ambos lados de la unión con el alto nivel de inyección. A elevados valores de corrientes donde la densidad de corriente $J_S \times A$ es del orden del dopaje del semiconductor, alrededor de 10^{16} cm^{-3} , la corriente del diodo observada deja de seguir la expresión de Shockley:

$$I_{\text{forward}} = I_S e^{V_j / NV_t} \quad (2.2)$$

y pasa a aproximarse a la siguiente expresión:

$$I_{forward} = I_S e^{V_j/2NV_t} \quad (2.3)$$

Esta última expresión también se usa para bajos niveles de corriente donde se producen los efectos de la recombinación.

A. Modelo del diodo de gran señal

Existen tres modelos de diodo que se usen en la industria:

- Modelo del diodo en microondas (incluyendo parásitos).
- Modelo del diodo *pin*.
- Modelo del diodo *SPICE* mejorado.

El primero de los modelos enunciados también se usa para simular diodos de tipo varactor y Schottky, y se muestra en la siguiente figura:

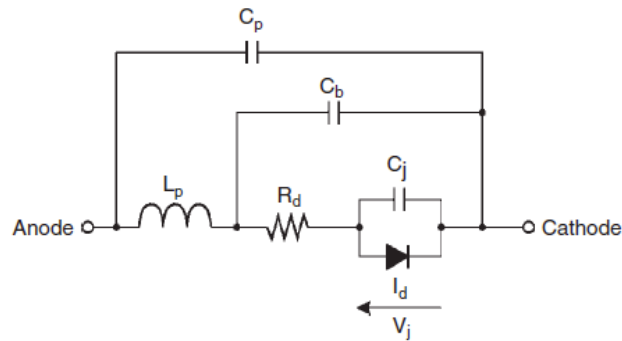


Figura 2.12 Modelo del diodo en microondas [4].

En la siguiente tabla se describen los parámetros del modelo anterior:

Keyword	Description	Unit	Default
<i>Intrinsic Model</i>			
IS	Saturation current	A	0
ALFA	Slope factor of conduction current	V ⁻¹	38.696
IB	Breakdown saturation current	A	10 mA
VB	Breakdown voltage	V	-∞
E	Power law parameter of breakdown current	—	10.0
CT0	Zero-bias depletion capacitance	F	0
VJ	Built-in barrier potential	V	0.8
GAMA	Capacitance power law parameter	—	0.5
GC1	Varactor capacitance polynomial coefficient 1	V ⁻¹	0.0
GC2	Varactor capacitance polynomial coefficient 2	V ⁻²	0.0
GC3	Varactor capacitance polynomial coefficient 3	V ⁻³	0.0
CD0	Zero-bias diffusion capacitance (<i>pn</i> diodes)	F	0
AFAC	Slope factor of diffusion capacitance	V ⁻¹	38.696
R0	Bias-dependent part of series resistance in forward-bias condition	Ω	0
T	Intrinsic time constant of depletion layer for abrupt-junction diodes	s	0
KF	Flicker noise coefficient	—	0.0
AF	Flicker noise exponent	—	1.0
FCP	Flicker noise frequency shape factor	—	1.0
AREA	Area multiplier	—	1.0
<i>Extrinsic Model</i>			
CP	Package parasitic capacitance	F	0.0
CB	Beam–lead parasitic capacitance	F	0.0
LP	Package parasitic inductance	H	0.0

Tabla 2.2 Parámetros del modelo del diodo no lineal [4].

La siguiente tabla muestra una lista de los parámetros *SPICE* para una selección de diodos mezcladores Schottky de Alpha (Skyworks):

Parameter	Unit	SMS1546	SMS3922	SMS3923	SMS3924	SMS3926	SMS3927	SMS3928	SMS7621	SMS7630
I_S	A	3E-7	3E-8	5E-9	2E-11	2.5E-07	1.3E-09	9E-13	4E-8	5E-06
R_S	Ω	4	9	11	11	4	4	4	12	30
n	—	1.04	1.08	1.05	1.08	1.04	1.04	1.04	1.05	1.05
T_d	sec.	1E-11	8E-11	8E-11	8E-11	1E-11	1E-11	1E-11	1E-11	1E-11
C_{j0}	pF	0.38	0.9	0.93	1.6	0.42	0.39	0.39	0.1	0.14
m	—	0.36	0.26	0.24	0.4	0.32	0.37	0.42	0.35	0.4
E_G	eV	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69
X_{ti}	—	2	2	2	2	2	2	2	2	2
F_C	—	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	5	0.5
B_V	V	3	20	46	100	2	3	4	3	2
I_{BV}	A	1E-5	1E-5	1E-5	1E-5	1.00E-5	1.00E-5	1.00E-5	1E-5	0.0001
V_J	—	0.51	0.65	0.15	0.84	0.495	0.595	0.800	0.51	0.34

Tabla 2.3 Parámetros *SPICE* para diodos *Alpha* [4].

En la mayoría de los casos, la capacidad del diodo se modela mediante un condensador dependiente de voltaje, que se conecta en paralelo con el generador de

corriente descrito previamente, para representar lo efectos de almacenamiento de carga en la unión. Hay dos componentes que se encargan de esta tarea:

- El efecto capacitivo del voltaje inverso de la región de deplexión.
- La carga del voltaje en directa, representada por portadores móviles en la unión del diodo.

La capacidad del voltaje inverso sigue la aproximación simple que dice que la región de deplexión (el área de la unión donde se agotan las portadoras) actúa como el espacio entre las dos láminas del condensador. Esta región varía en espesor, por lo que la capacidad varía con el voltaje que es aplicado. Para una unión de salto brusco o linealmente graduada, la capacidad sigue la siguiente expresión:

$$Capacidad = \frac{C_{J_0}}{(1 - V_j/\phi)^M} \quad (2.4)$$

donde C_{J_0} es el valor de polarización cero, ϕ (phi) es el potencial en la barrera de la unión, y M es el coeficiente de graduación que varía (1/2 para uniones abruptas y 1/3 para uniones linealmente graduadas, aunque la mayoría de uniones se encuentran en algún punto intermedio, excepto las uniones *hiperabruptas* que pueden tener valores de M de hasta 6 para un rango de polarización limitado).

A menudo hay confusiones en el potencial de la barrera, que aparece en la ecuación de la capacidad anterior. Para las medidas de capacidad, ϕ (parámetro del modelo V_I , no confundir con V_j en las ecuaciones) toma valores cercanos a 0,7 V para diodos típicos de uniones de silicio, y dentro del rango de 0,58 a 0,85 V para varios diodos de barrera Schottky. Este valor a veces se confunde con la caída de tensión en directa del diodo, o con el valor de la energía en el hueco del material. No se trata por tanto de ninguno de los dos anteriores aunque normalmente tenga niveles similares.

Variando M se genera una gran variedad de características de la capacidad inversa de polarización. Si se analiza cuidadosamente la fórmula de la capacidad se puede observar que presupone capacidad infinita para una polarización en directa, lo cual no se corresponde con una unión real. Se han propuesto muchas fórmulas para la capacidad de deplexión que se adecuan correctamente a los comportamientos observados. Sin embargo, el modelo *SPICE* usa una aproximación sencilla: para polarizaciones en directa con valores de ϕ divididos por ciertos factores (fijados por F_C), la corriente del diodo se calcula como la aproximación lineal de la corriente en la entrada. Este mecanismo proporciona un resultado numérico continuo sin afectar significativamente al funcionamiento del circuito porque, para polarización en directa, la capacidad del dispositivo está típicamente dominada por la capacidad de difusión.

Otra fórmula útil para la capacidad de deplexión viene dada por:

$$C = C_{\min} \frac{(V_B + \varphi)^{1/2}}{(V_R + \varphi)^{1/2}} \quad (2.5)$$

donde C_{\min} es la capacidad en el punto de rotura (*breakdown*), V_R es el voltaje en polarización inversa, V_B es el voltaje de rotura, y φ es el aumento de potencial.

La carga de difusión (y por consiguiente la capacidad) varía con la corriente en directa y se modela simplemente como el tiempo de tránsito (parámetro del modelo definido con T_T) de la portadora al cruzar la región de difusión de la unión. La carga total es:

$$\text{carga_de_difusión} = \text{corriente_en_directa} \times \text{tiempo_de_tránsito} \quad (2.6)$$

y la capacidad es la derivada respecto a la polarización de la siguiente expresión:

$$\text{Capacidad_de_difusión} = T_T \frac{I_s}{NV_t} \exp\left(\frac{V_j}{NV_t}\right) \quad (2.7)$$

La carga de difusión se define como el *tiempo de almacenamiento* de un diodo conmutador, es decir, el tiempo que se requiere para descargar la carga de difusión en la unión, lo cual debe suceder antes de que la unión sea polarizada inversamente (conmutador cerrado). El tiempo de almacenamiento se especifica típicamente como el tiempo que transcurre hasta que se descarga la unión, de forma que sólo mantenga una pequeña parte de la corriente inversa inicial (normalmente el 10%). Inicialmente, se genera una corriente en directa al dispositivo para cargar la unión. Después, tan rápido como sea posible, se genera una corriente inversa al dispositivo. Internamente, la unión aún está polarizada en directa por casi el mismo nivel de voltaje que había antes del cambio en la corriente; la unión aún está conduciendo a la tasa de corriente en directa. Esta corriente interna, sumada a la corriente externa, forma la corriente total que se descarga en la unión. A medida que el voltaje de la unión disminuye, la corriente interna cae exponencialmente (de acuerdo a la ecuación de Shockley). Este sistema no es más que una ecuación diferencial relativamente sencilla que puede desarrollarse hasta conseguir la siguiente ecuación explícita para el parámetro T_T (suponiendo completa la descarga):

$$\text{Tiempo_de_tránsito} = \frac{\text{tiempo_de_almacenamiento}}{\ln[(I_F - I_R)/I_R]} \quad (2.8)$$

La carga de difusión domina la característica de recuperación inversa del diodo. Durante la última parte de la recuperación, a medida que la unión comienza a polarizarse en inversa, domina la capacidad de deplexión. Este hecho produce un pequeño transitorio al final del ciclo de descarga. La capacidad total se define como la suma de estas capacidades. La aproximación de la deplexión domina para polarización inversa mientras la corriente del dispositivo sea pequeña, y el efecto de difusión domina para polarizaciones en directa mientras la corriente del dispositivo sea grande.

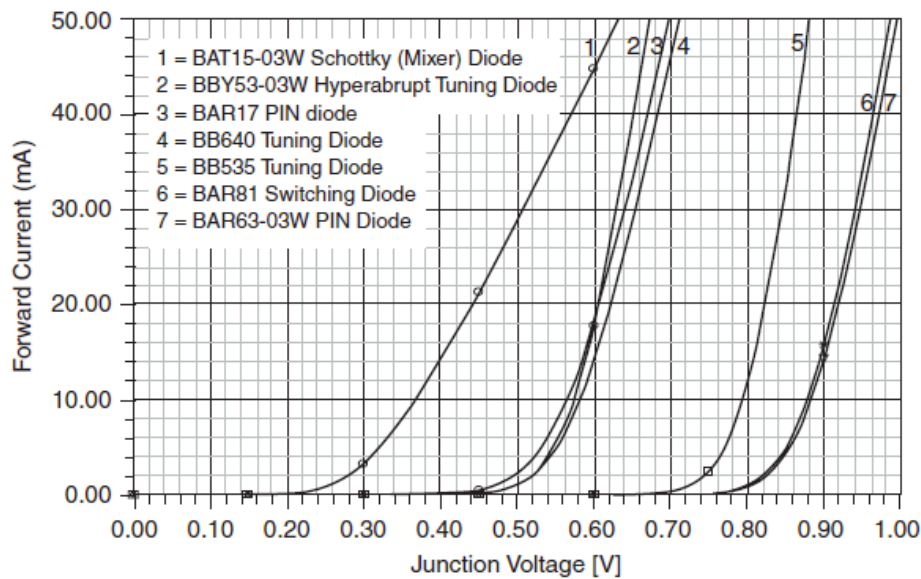


Figura 2.13 Curvas V-I de corriente continua para siete diodos, que muestran diferentes niveles de voltajes para sus correspondientes perfiles de excitación [4].

Un caso especial en las posibles aplicaciones del diodo es el denominado diodo interruptor o conmutador. La figura anterior muestra las curvas V-I de continua, que indican los diferentes niveles de voltajes para sus correspondientes perfiles de excitación.

2.4.2 Modelado del diodo de barrera Schottky HSMS-2820

A. Esquemático del modelo del diodo de barrera Schottky HSMS-2820

El diseño básico para comprobar el correcto comportamiento de un diodo se muestra en la siguiente figura, donde se puede apreciar que está formado por: una fuente de tensión que servirá para mostrar la curva V-I, un amperímetro que comprueba la cantidad de corriente que es inyectada al diodo, el propio diodo a tierra (en este caso, al ser sólo un diodo, se utilizará el encapsulado HSMS-2820), y un voltímetro que mide la caída de tensión en el diodo.

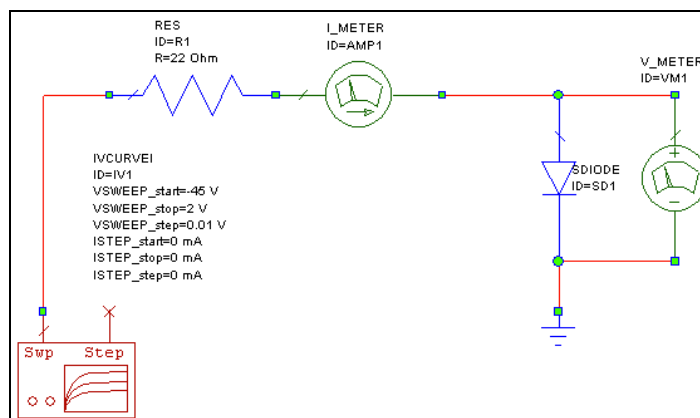


Figura 2.14 Esquemático del modelo del diodo HSMS-2820.

B. Principales parámetros del diodo de barrera Schottky HSMS-2820

Los parámetros principales de este tipo de diodo, también conocidos como parámetros *spice*, vienen descritos en la siguiente tabla, obtenido de la hoja del fabricante.

Parameter	Units	HSMS-282x
B_V	V	15
C_{j0}	pF	0.7
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	1E-4
I_S	A	2.2E-8
N		1.08
R_S	Ω	6.0
P_B	V	0.65
P_T		2
M		0.5

Tabla 2.4 Parámetros *SPICE* para el diodo HSMS-2820 [6].

A continuación, se introdujeron dichos parámetros en el dispositivo del diodo, tal y como se muestra en la siguiente imagen.

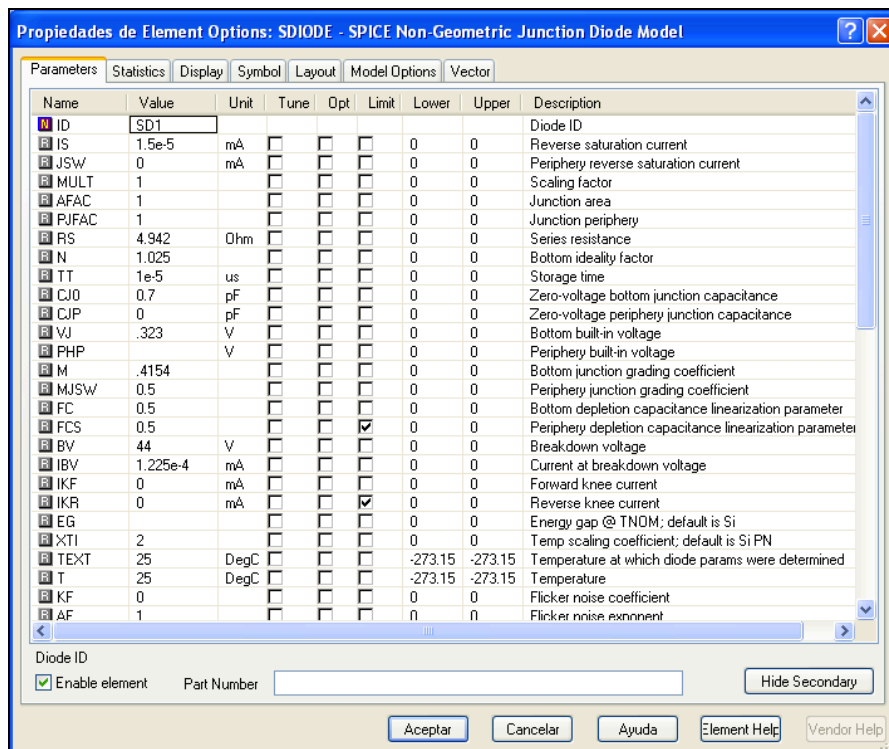


Figura 2.15 Parámetros secundarios para el diodo HSMS-2820.

C. Funcionamiento del diodo de barrera Schottky HSMS-2820

En primer lugar se modelará el diodo para extraer su curva I-V. Después, se estudiarán dos ejemplos de aplicaciones que se muestran en las hojas de características del diodo, para comprobar que el diodo funciona correctamente para distintas condiciones.

a) Curvas Tensión-Corriente (V-I)

Esta es la característica más importante del diodo. Partiremos de la gráfica facilitada por el fabricante, que se muestra en la siguiente figura.

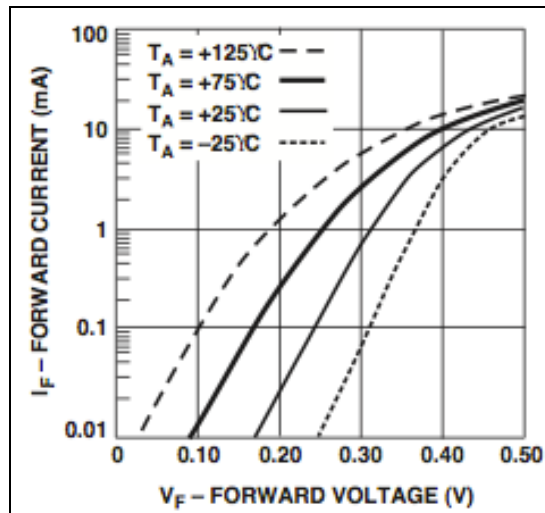


Figura 2.16 Curva V-I del HSMS-2820 [6].

A continuación, se simula el esquemático presentado anteriormente. Para facilitar la comparación entre el resultado y la gráfica anterior, se presentará el eje de ordenadas en escala logarítmica y se suprimirá el efecto de la resistencia en serie de entrada al diodo haciendo un cortocircuito entre sus dos terminales. Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente figura.

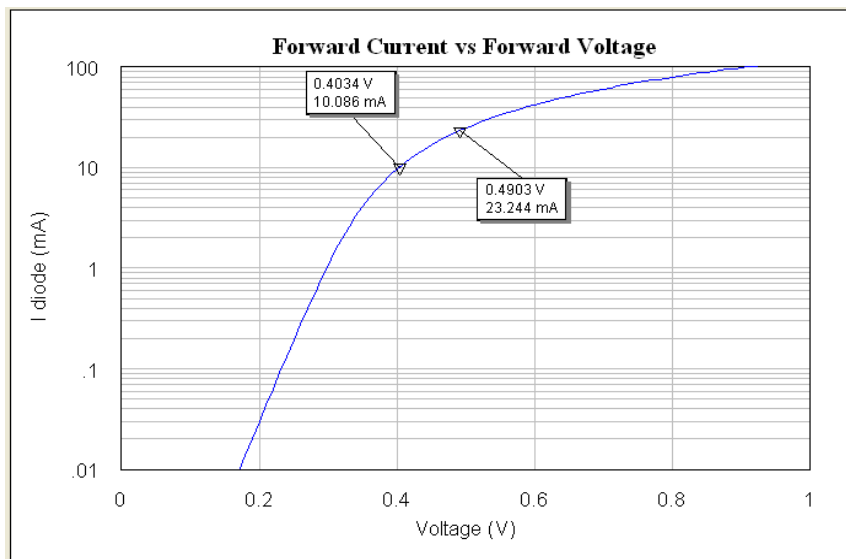


Figura 2.17 Curva V-I del esquemático del modelo del HSMS-2820.

Se puede comprobar que funciona correctamente fijándonos en varios puntos de la gráfica. Por ejemplo, se ha incluido un marcador a 0,4029V, que se corresponden con 10,032mA. Teniendo en cuenta que se trata de la curva a temperatura ambiente, se observa que en la gráfica del fabricante se obtienen prácticamente los mismos valores.

b) Detector de gran señal a 915 MHz

Finalmente, otra aplicación que se va a simular es la de detector de gran señal trabajando a una frecuencia de 915 MHz. En la siguiente figura, se muestra la gráfica y el circuito de esta aplicación, obtenida de nuevo de la misma hoja del fabricante.

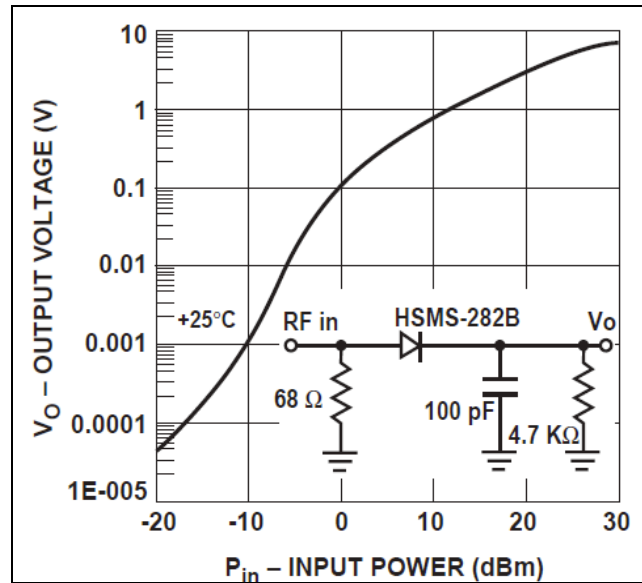


Figura 2.18 Voltaje de salida típico frente a potencia de entrada, detector de gran señal a 915 MHz [6].

El siguiente paso es el diseño del mismo circuito facilitado en el simulador. Tras ajustar los niveles de potencia de la entrada y los valores de los componentes pasivos, se ha añadido a la salida un voltímetro para poder medir la tensión existente en el detector.

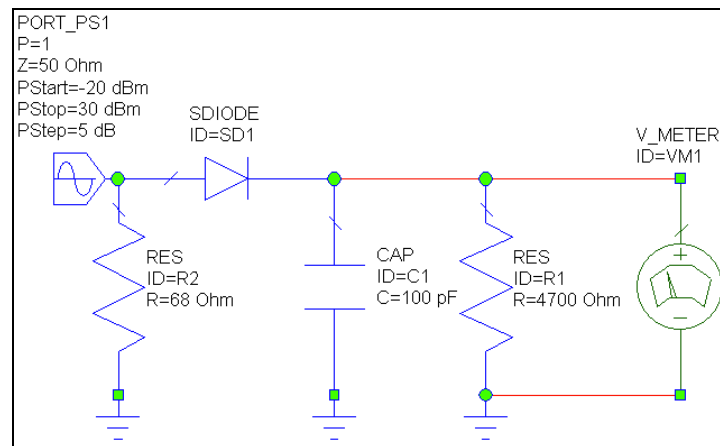


Figura 2.19 Esquemático del detector de gran señal con diodo HSMS-2820.

Análogamente a los casos de estudio anteriores, se muestra el resultado obtenido con un marcador. Alrededor de los 0 dBm de potencia de entrada, se obtiene aproximadamente un voltaje de 0,10621 V, valor muy cercano al dado en las hojas de características de 0,1 V. Por lo tanto, se puede concluir diciendo que se ha conseguido que el diodo también pueda comportarse como detector de gran señal a 915 MHz, comprobando así que estaría bien modelado y listo para ser utilizado en las aplicaciones de rectificación a altas frecuencias que se mostrarán en posteriores apartados del proyecto.

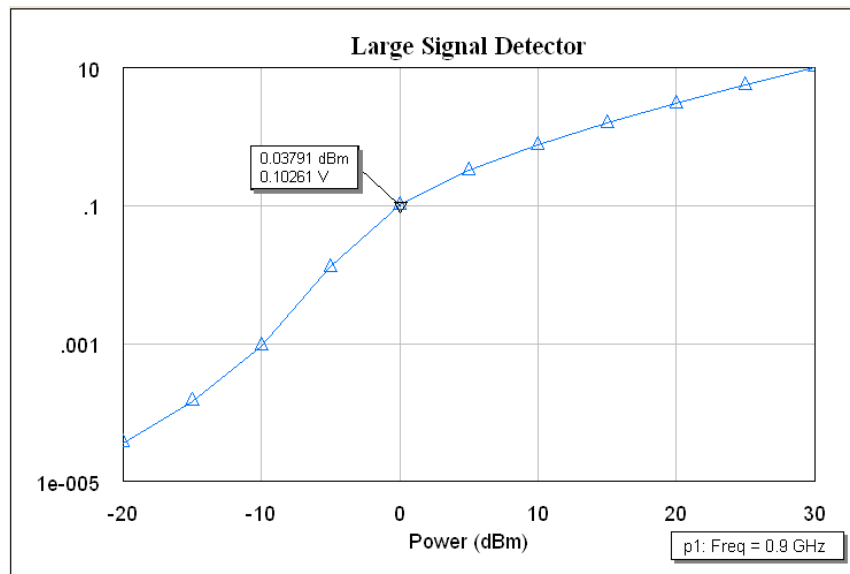


Figura 2.20 Resultados del detector de gran señal con diodo HSMS-2820.

2.4.3 Modelado del diodo de barrera Schottky MA4E1317

A. Esquemático del modelo del diodo de barrera Schottky MA4E1317

Se procede análogamente al caso del diodo anterior, el diseño básico para comprobar su correcto comportamiento se muestra en la siguiente figura, donde se puede apreciar que está formado por: una fuente de tensión que servirá para mostrar la curva V-I, un amperímetro que comprueba la cantidad de corriente que es inyectada al diodo, el propio diodo a tierra (en este caso, al ser sólo un diodo, se utilizará el encapsulado MA4E1317), y un voltímetro que mide la caída de tensión en el diodo.

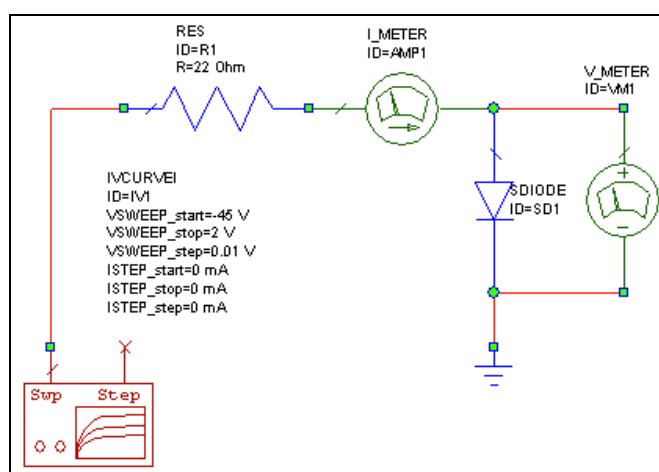


Figura 2.21 Esquemático del modelo del diodo MA4E1317.

B. Principales parámetros del diodo de barrera Schottky MA4E1317

Los parámetros principales de este tipo de diodo, también conocidos como parámetros *spice*, vienen descritos en la siguiente tabla, obtenido de la hoja del fabricante.

Electrical Specifications @ + 25 °C

Parameters and Test Conditions	Symbol	Units	MA4E1317			MA4E1318		
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
Junction Capacitance at 0V at 1 MHz	Cj	pF		.020			.020 ³	
Total Capacitance at 0V at 1 MHz ¹	Ct	pF	.030	.045	.060	.030 ³	.045 ³	.060 ³
Junction Capacitance Difference	DCj	pF					.005	.010
Series Resistance at +10mA ⁴	Rs	Ohms		4	7		4	7
Forward Voltage at +1mA	Vf1	Volts	.60	.70	.80	.60	.70	.80
Forward Voltage Difference at 1mA	DVf	Volts					.005	.010
Reverse Breakdown Voltage at -10uA	Vbr	Volts	4.5	7				
SSB Noise Figure	NF	dB		6.5 ⁴			6.5 ⁴	

Tabla 2.5 Parámetros *SPICE* para el diodo MA4E1317 [2].

A continuación, se introdujeron dichos parámetros en el dispositivo del diodo, tal y como se muestra en la siguiente imagen.

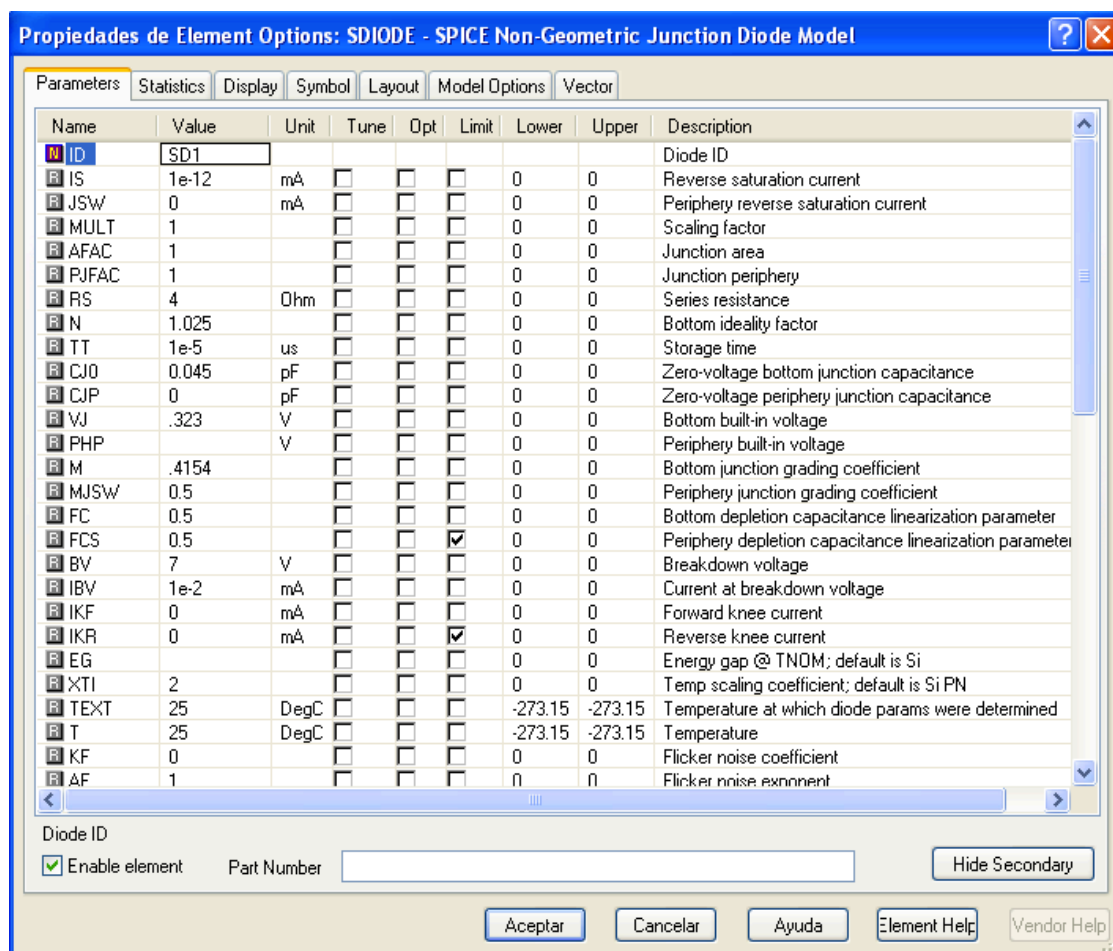


Figura 2.22 Parámetros secundarios para el diodo MA4E1317.

C. Funcionamiento del diodo de barrera Schottky MA4E1317

Al igual que en el caso del diodo anterior, a continuación se procede a simular la curva V-I. Después, se estudiarán las dos mismas aplicaciones que en el caso anterior para poder hacer una comparación lo más completa posible.

a) Curvas Tensión-Corriente (V-I)

Esta es la característica más importante del diodo. Partiremos de la gráfica facilitada por el fabricante, que se muestra en la siguiente figura.

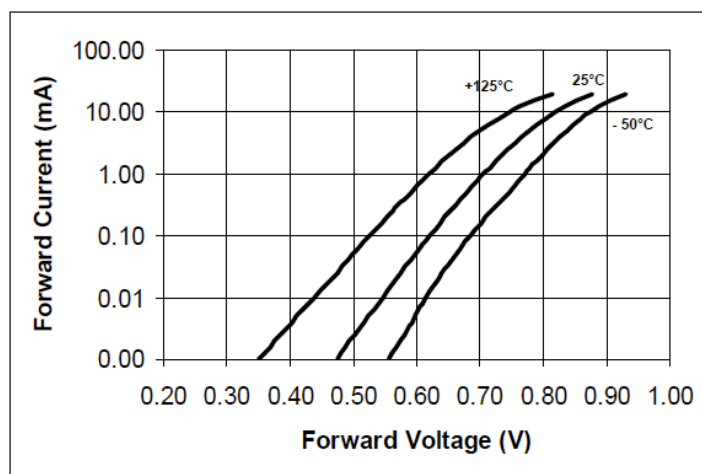


Figura 2.23 Curva V-I del MA4E131 [2].

A continuación, se simula el esquemático presentado anteriormente. Para facilitar la comparación entre el resultado y la gráfica anterior, se presentará el eje de ordenadas en escala logarítmica. Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente figura.

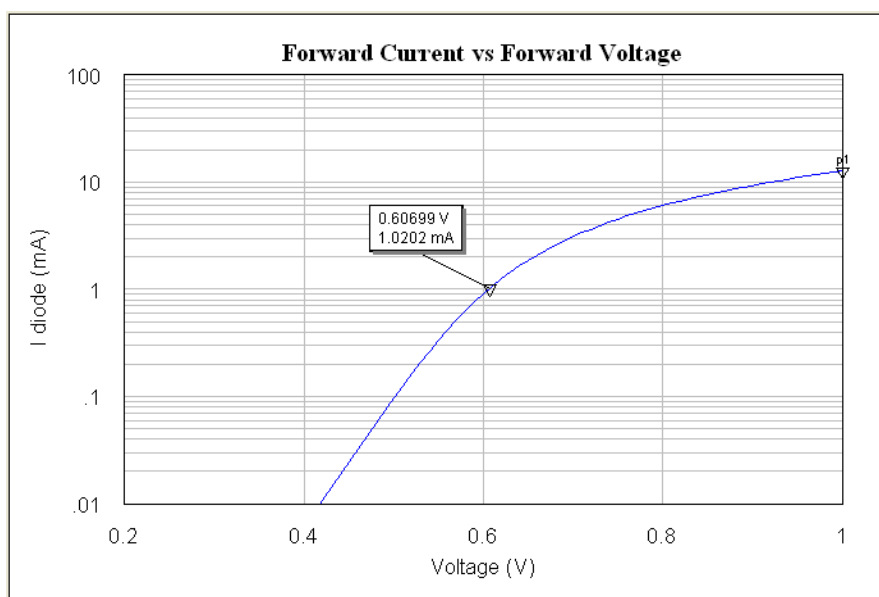


Figura 2.24 Curva V-I del esquemático del modelo del MA4E1317.

Se puede comprobar que funciona correctamente fijándonos en varios puntos de la gráfica. Por ejemplo, se ha incluido un marcador a 0,60699V, que se corresponden con 1,0202mA. Teniendo en cuenta que se trata de la curva a temperatura ambiente, se observa que en la gráfica del fabricante se obtienen prácticamente los mismos valores.

b) Detector de gran señal a 915 MHz

Finalmente, otra aplicación que se va a simular es la de detector de gran señal trabajando a una frecuencia de 915 MHz. En la siguiente figura, se muestra la gráfica y el circuito de esta aplicación, obtenida de nuevo de la misma hoja del fabricante.

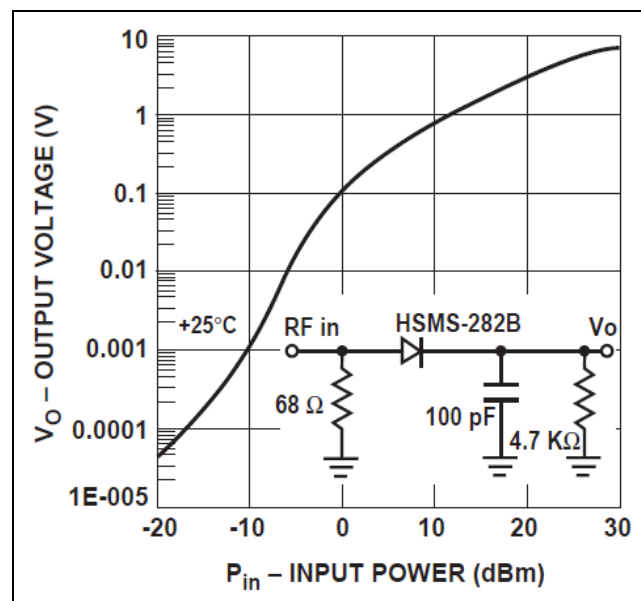


Figura 2.25 Voltaje de salida típico frente a potencia de entrada, detector de gran señal a 915 MHz [6].

El siguiente paso es el diseño del mismo circuito facilitado en el simulador. Tras ajustar los niveles de potencia de la entrada y los valores de los componentes pasivos, se ha añadido a la salida un voltímetro para poder medir la tensión existente en el detector.

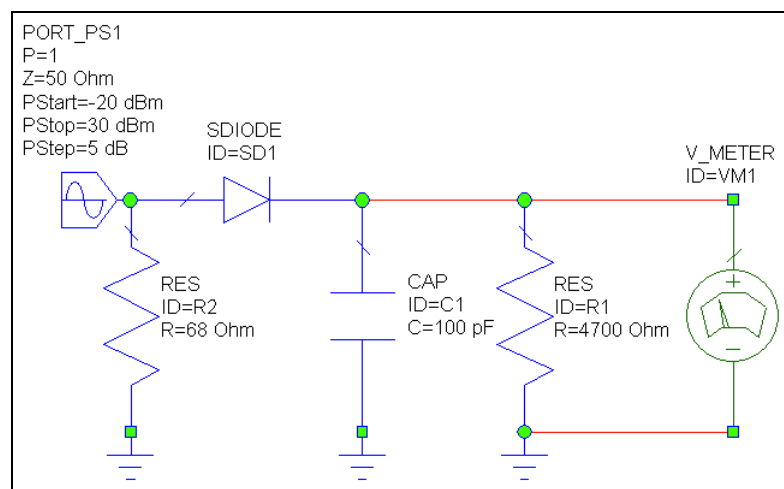


Figura 2.26 Esquemático del detector de gran señal con diodo MA4E1317.

Análogamente a los casos de estudio anteriores, se muestra el resultado obtenido con un marcador. Alrededor de los 0 dBm de potencia de entrada, se obtiene aproximadamente un voltaje de 0,10878 V, valor muy cercano al dado en las hojas de características de 0,1 V. Por lo tanto, se puede concluir diciendo que se ha conseguido que el diodo también pueda comportarse como detector de gran señal a 915 MHz, comprobando así que estaría bien modelado y listo para ser utilizado en las aplicaciones de rectificación a altas frecuencias que se mostrarán en posteriores apartados del proyecto.

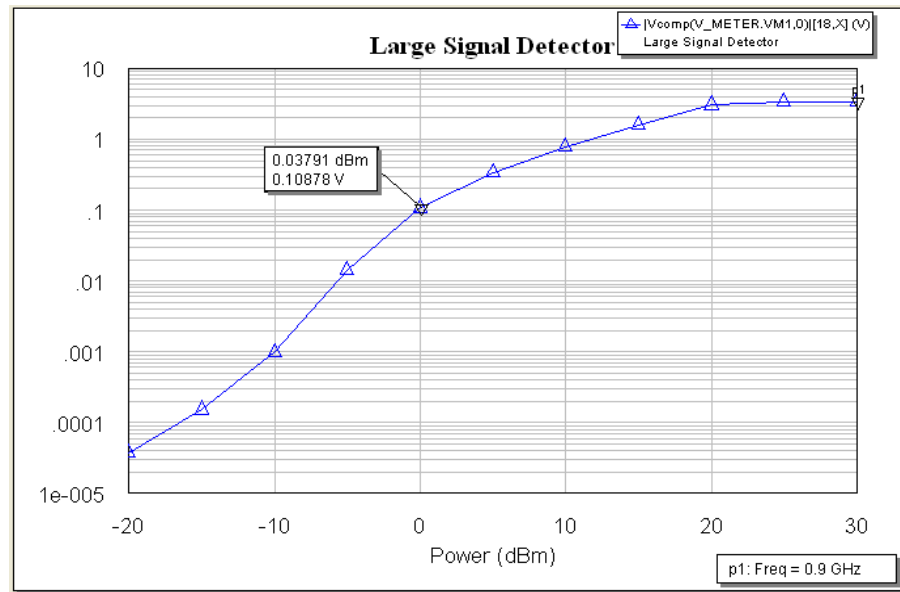


Figura 2.27 Resultados del detector de gran señal con diodo MA4E1317.

2.5 Rectificador de media onda

En el presente apartado se diseñarán dos rectificadores de media onda, uno para cada tipo de diodo seleccionado. Cuando se habla de rectificador de media onda, se hace referencia a un circuito electrónico cuya función es la de eliminar la parte negativa o positiva de una señal de corriente o tensión alterna, convirtiéndola en una continua.

En el caso en estudio, los rectificadores planteados tratan de rectificar los semiciclos negativos de la señal de entrada al circuito, obteniendo como resultado la misma señal, o lo más parecida posible, a la señal de entrada para valores positivos de la misma. Y en cambio, para valores negativos de la entrada, la señal resultante tendrá un valor muy cercano a cero. La siguiente figura muestra el comportamiento descrito.

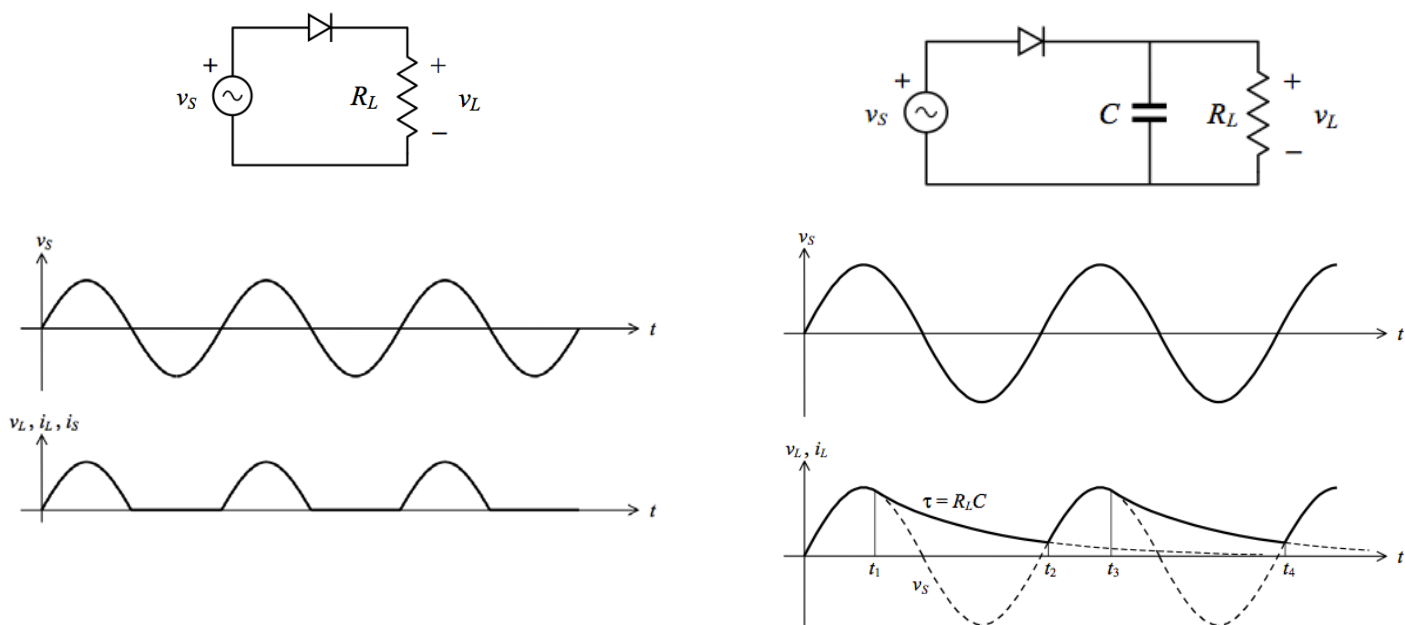


Figura 2.28 Arriba: sencillo rectificador de media onda. Abajo: entrada y salida del rectificador [1].

Como se ha señalado anteriormente, los rectificadores ideales producen formas de onda unidireccionales pero de ninguna manera constantes, como sería deseable para su uso como fuente de alimentación. Dado que el problema es equivalente al de eliminar las componentes frecuenciales diferentes de la continua, la solución consiste en utilizar un filtro paso-bajo cuya frecuencia de corte esté suficientemente por debajo de la frecuencia de la onda rectificada (igual a f_S para un rectificador de media onda y a $2f_S$ para uno de onda completa).

Dicho filtro puede implementarse mediante condensadores o bobinas. En las siguientes secciones se estudiarán con condensadores, como se muestra en la columna derecha de la figura anterior.

Como se ha acaba de mencionar, el condensador y la resistencia configuran un filtro paso-bajo. Sin embargo, debe de tenerse en cuenta que debido a la no linealidad del circuito que lo precede, el filtro no se limita a mantener el valor de continua (valor medio) de la onda rectificada y rechazar los armónicos.

Con referencia a la siguiente figura, supongamos que inicialmente el condensador está descargado. Mientras v_s crece hacia valores positivos, el diodo se polarizará en forma directa y por lo tanto conducirá. Dado que la resistencia de la fuente y la resistencia dinámica del diodo se han considerado idealmente nulas, la tensión de salida (igual a la caída en el paralelo $R_L//C$) seguirá a la de la entrada. Este proceso continuará hasta el momento t_1 en que la tensión de entrada disminuya más rápidamente que la descarga de C a través de R_L , ya que en ese caso el diodo pasará a estar polarizado inversamente y dejará de conducir. A partir de ese momento la tensión de salida se desvincula de la de la entrada, siguiendo la evolución exponencial de la descarga del condensador a través de la resistencia de carga. Mientras tanto, la entrada continuará con su variación senoidal, se hará negativa y luego volverá a ser positiva. En un instante t_2 la caída exponencial de la salida se cruzará con el ascenso senoidal de la entrada, y a partir de entonces el diodo volverá a conducir, repitiéndose el proceso anterior. Obsérvese que el diodo conduce sólo durante una fracción del período, por lo cual tanto su corriente de pico I_p como su corriente eficaz I_{rms} pueden llegar a ser varias veces superiores a la corriente media, I_{med} , lo cual en general implica sobredimensionar los diodos.

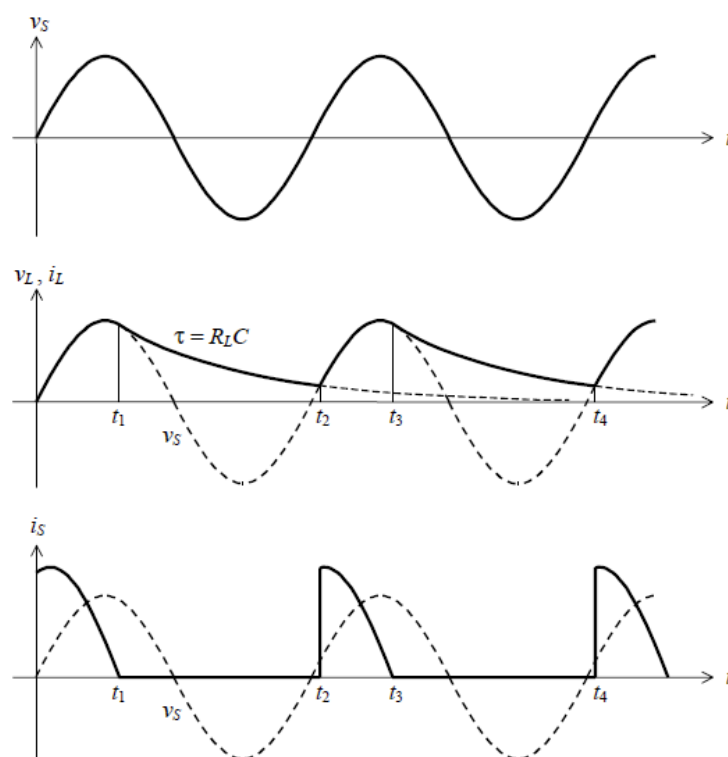


Figura 2.29 Entrada y salida del rectificador de media onda con filtro de la figura anterior [1].

Puede sorprender el hecho de que la corriente eficaz por el diodo sea mayor que la corriente eficaz por la carga (que para un rectificador con bajo nivel de rizado es aproximadamente igual a la corriente media). Esto se debe a que la fuente no está cargada siempre con la misma resistencia, a diferencia del rectificador completo incluido el condensador, que está cargado con R_L . Por eso, a pesar de que la fuente entrega a través

del diodo la misma potencia media que termina recibiendo la resistencia de carga, su corriente eficaz es mayor.

En el análisis del funcionamiento de este rectificador con filtro hay que detenerse además en la influencia de la constante de tiempo $\tau = R_L C$, cuestión que se trata ahora. Evidentemente, cuanto mayor sea τ , más lenta será la caída durante el intervalo de corte del diodo, lo cual significa que el valor alcanzado en el instante t_2 será más alto, aproximándose, para $\tau \gg T$, al valor de pico V_p . Esta situación se ilustra en la siguiente figura.

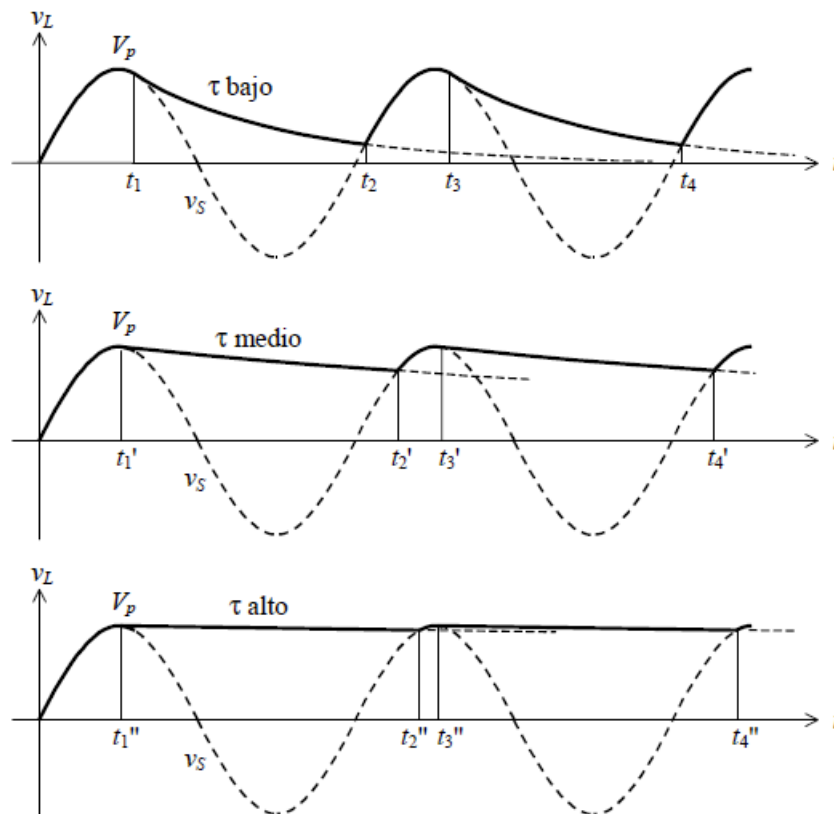


Figura 2.30 Forma de onda en la carga para tres valores de la constante de tiempo $\tau = R_L C$. Conforme τ va aumentando, la tensión media en la carga se aproxima a V_p , el *ripple* disminuye y el intervalo de conducción del diodo se reduce [1].

Lo anterior tiene varias consecuencias. En primer lugar, el rizado disminuye y la tensión media en la carga se aproxima a la tensión de pico. En segundo lugar, tanto t_1 como t_2 se aproximan a los instantes donde hay picos, lo cual reduce el tiempo de conducción del diodo e incrementa su corriente eficaz y su corriente de pico, lo cual exige cuidado en el dimensionamiento del diodo para evitar su destrucción térmica. Por último, permite aproximar la caída por un segmento de recta, lo cual facilita el tratamiento analítico simplificado.

2.5.1 Rectificador de media onda con diodo HSMS-2820

A. Esquemático del rectificador de media onda

El esquemático diseñado no es más que un rectificador básico, compuesto por una fuente de excitación con un barrido de valores de potencia suficientemente amplio como para poder representar posteriormente un comportamiento estable del circuito, el diodo HSMS-2820, una resistencia de $50\ \Omega$, y un voltímetro en la carga.

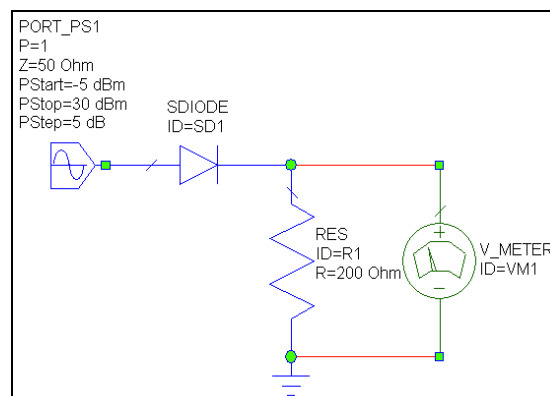


Figura 2.31 Esquemático del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.

A continuación, también se presenta el esquemático utilizado para representar las formas de onda obtenidas tras el filtro capacitivo. Por tanto, se incluye un condensador en paralelo con la resistencia de carga.

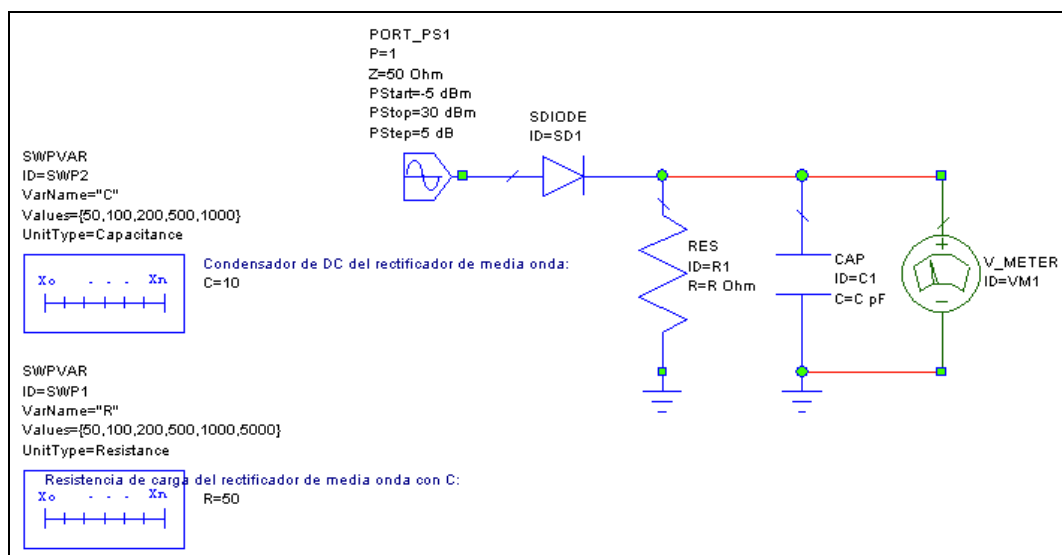


Figura 2.32 Esquemático del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820, con filtro capacitivo.

Además, se han añadido dos barridos de valores para los componentes del filtro. Así, la resistencia se probará para los valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 Ω . Por otro lado, el condensador se probará para 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF.

B. Forma de onda rectificada

El primer resultado que se muestra es la forma de onda obtenida del rectificador anterior. En concreto, se realiza una comparación entre las ondas de tensión en los tres puntos más característicos del circuito.

Para ello, hemos fijado los valores medios de los componentes con los que se construirá el circuito final. Así, la resistencia de carga ha sido fijada a 200 Ω y el condensador del filtro a 100 pF. Además, la simulación ha sido ejecutada a una frecuencia de portadora de 1 GHz, como valor representativo de lo que podremos obtener después.

En la siguiente figura se observan los resultados. Nótese que la onda de entrada al circuito está en color rosa, la salida del circuito sin filtro en azul, y la salida tras el filtro capacitivo muestra el nivel de continua en color marrón. Se demuestra que si vemos la salida del circuito sin filtro, la forma de onda queda rectificada de manera que para valores positivos de entrada, la salida se aproxima a la entrada, y para valores negativos de la entrada, la salida rectifica la onda a un valor medio de cero. Finalmente, cabe destacar que se obtiene un nivel de DC de 2,6 V, muy cercano al valor medio de la señal de entrada, por lo que se puede afirmar que las pérdidas introducidas en el circuito son despreciables.

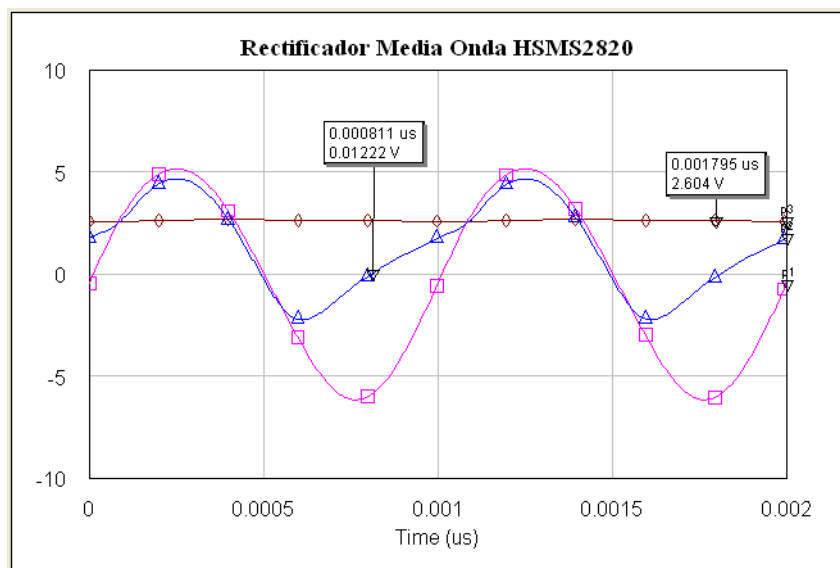


Figura 2.33 Resultados del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).

C. Comportamiento en frecuencia

Tras conseguir una primera visión del funcionamiento del rectificador de media onda usando el diodo de barrera Schottky HSMS-2820, a continuación se van a representar las formas de onda obtenidas a las frecuencias que van a resultar de interés en el presente proyecto.

La primera de dichas frecuencias será 900 MHz, pues resulta un valor típico en comunicaciones móviles, en especial, en las comunicaciones **2G** que utilizan el estándar **GSM**. La segunda frecuencia a la que se observará el comportamiento del rectificador será de 2 GHz, llegando así a valores de altas frecuencias, muy utilizadas en comunicaciones móviles de **2,5G** del estándar **UMTS**. Finalmente, se estudiará el circuito a la frecuencia de 2,45 GHz, valor usado en la tecnología **WiFi**, una de las principales comunicaciones *wireless* (sin cables) que existen en la actualidad.

a) 900 MHz (Comunicaciones móviles)

En la siguiente figura se representan las señales a la salida del rectificador de media onda sin filtro capacitivo (en color azul), y con el filtro (en color rosa). El comportamiento es similar al presentado anteriormente, pues el valor de frecuencia utilizado es muy cercano, y se han usado los mismos valores para los componentes. El nivel de continua se mantiene en 2,64 V.

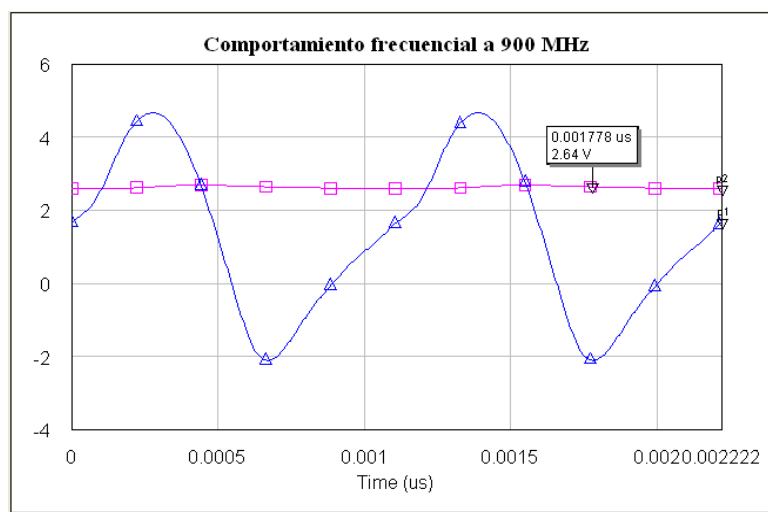


Figura 2.34 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 900 MHz.

Falta comprobar que se cumple la condición de la constante de tiempo explicada en la introducción a los rectificadores de media onda. Así pues, el valor de τ y el de T vienen dados en este caso por:

$$\tau = R_L C = 200\Omega \cdot 100\text{ pF} = 20\text{ ns} \gg T = 1/f = 1/900\text{ MHz} = 1,1\text{ ns} \quad (2.9)$$

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

El resultado que se obtiene a 2 GHz muestra una rectificación ligeramente peor que en el caso de 900 MHz. No obstante, el nivel de DC no ha disminuido demasiado, puesto que se ha quedado a 2,59 V. Nótese que la rectificación dependerá del valor de C y R elegidos.

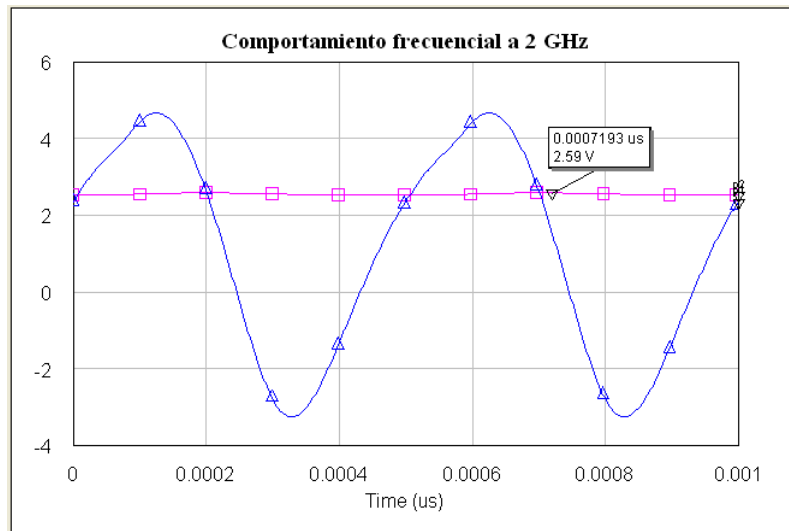


Figura 2.35 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 2 GHz.

Se comprueba análogamente la condición de la constante de tiempo de los rectificadores de media onda. El valor de τ y el de T vienen dados en este caso por:

$$\tau = R_L C = 20ns \gg T = 1/f = 1/2GHz = 500ps \quad (2.10)$$

c) 2,45 GHz (WiFi)

Finalmente, el resultado de las señales a 2,45 GHz se muestra en la siguiente figura, donde los principales cambios son de nuevo la peor rectificación y la disminución del nivel de DC a 2,54 V. Por tanto, se puede concluir diciendo que a medida que aumenta la frecuencia de funcionamiento del circuito, cambia ligeramente su funcionamiento ya que se obtienen formas de onda rectificadas menos suavizadas. En cambio, no afecta demasiado al nivel de continua que se obtiene la salida del filtro integrador, ya que no disminuye excesivamente su valor.

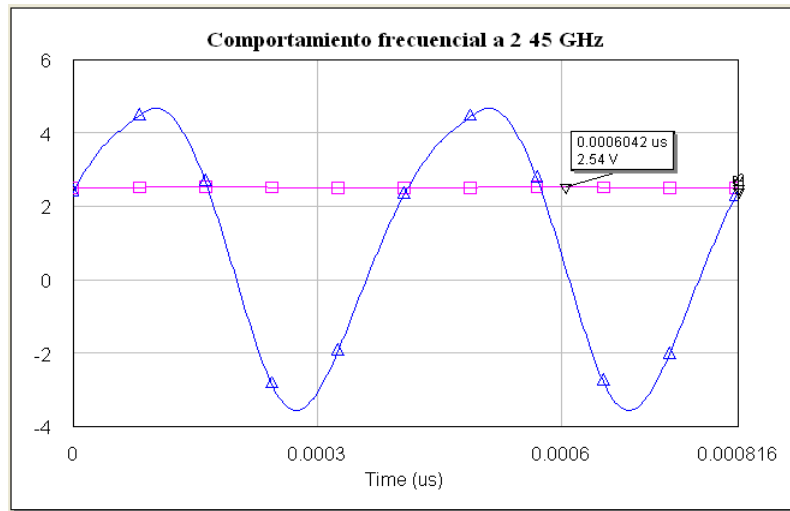


Figura 2.36 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 2,45 GHz.

Se comprueba análogamente la condición de la constante de tiempo de los rectificadores de media onda. El valor de τ y el de T vienen dados en este caso por:

$$\tau = R_L C = 20ns \gg T = 1/f = 1/2,45GHz = 408,16ps \quad (2.11)$$

D. Espectro

El siguiente resultado que se ha considerado de gran importancia es el espectro. Se ha simulado el circuito para una portadora de 1 GHz, y los mismos valores de resistencia y condensadores de 200 Ω y 100 pF. Los resultados se muestran en la siguiente figura.

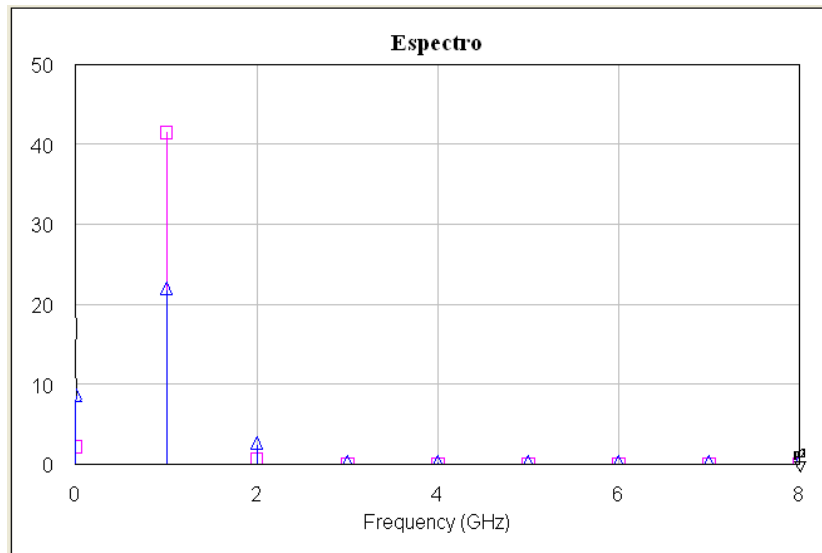


Figura 2.37 Espectro obtenido del rectificador de media onda sin filtro usando el diodo HSMS-2820.

En rosa se presenta el espectro a la entrada del circuito, y en azul la salida del rectificador sin filtro. Se comprueba que aumenta el nivel de continua a la salida (componente en 0 Hz), que disminuye la potencia de la portadora por unas pérdidas menores de 3 dB, y que aparece un armónico al doble de la frecuencia de portadora. Con

lo cual, el funcionamiento del rectificador es correcto en términos de frecuencia y armónicos.

E. Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)

Otra simulación que muestra la conversión de potencia a voltaje que se produce en el rectificador es la siguiente. En ella se observa en el eje x la potencia de excitación del circuito, y en el eje y el nivel de tensión de continua obtenido.

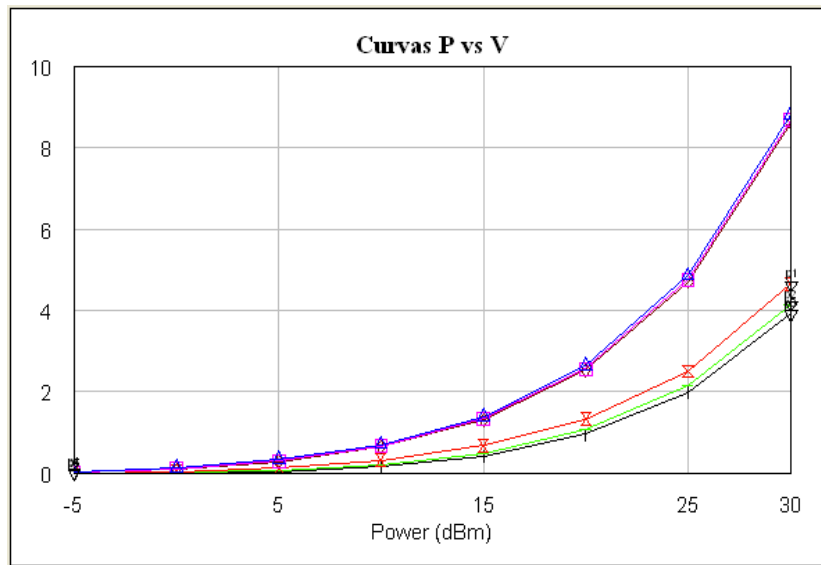


Figura 2.38 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.

Así, se puede decir que a medida que aumenta la potencia en RF con la que se excita el circuito, mayor es el nivel de tensión en continua a la salida. En concreto, el crecimiento es exponencial. Además, las tres curvas superiores de la gráfica son para el circuito con el filtro, y las tres inferiores sin filtro, por lo que se demuestra que el condensador aprovecha más potencia obteniendo voltajes mayores para mismos niveles de potencia. Por último, cabe comentar que la variación en la frecuencia casi no influye. Se observa mejor en las curvas del circuito sin filtro, donde la línea roja se ha obtenido a 900 MHz, la verde a 2 GHz y la marrón a 2,45 GHz. Dicha variación es mínima y se puede despreciar para los escenarios que se tratan en el presente proyecto.

A continuación, se estudia la variabilidad de los parámetros del circuito, como son la resistencia en la carga y el condensador que forman el filtro integrador a la salida.

a) Efecto del condensador (C)

Aunque no se aprecia claramente, en la siguiente gráfica se presentan cinco curvas para cinco valores diferentes del condensador. Para ello, se ha realizado un barrido para valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF, todos ellos simulados a 1 GHz y para una carga de 200 Ω .

Como se puede observar, los resultados no varían para ningún caso, por lo que se puede concluir diciendo que el efecto del condensador a la hora de transformar la potencia de entrada en nivel de DC a la salida es inapreciable.

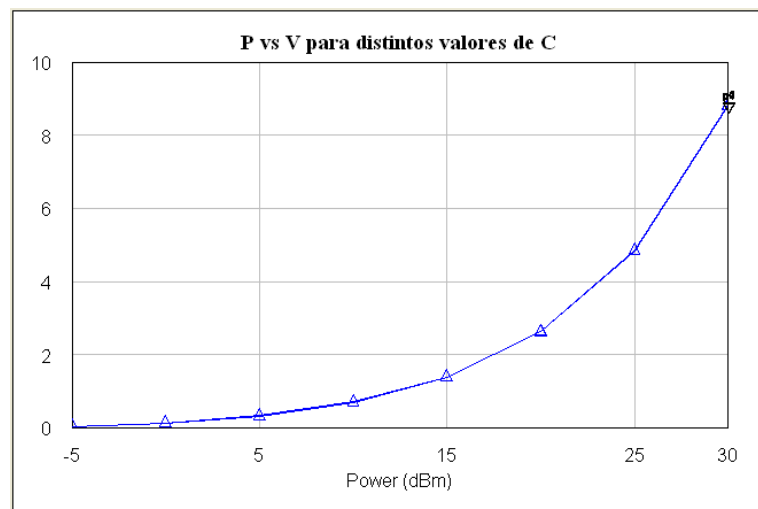


Figura 2.39 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820 para distintos valores de C.

b) Efecto de la carga (R)

El efecto de la resistencia de carga se estudia bajo las mismas condiciones que el efecto del condensador, salvo porque dicho componente se fija a 100 pF, y la resistencia se prueba para valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 Ω .

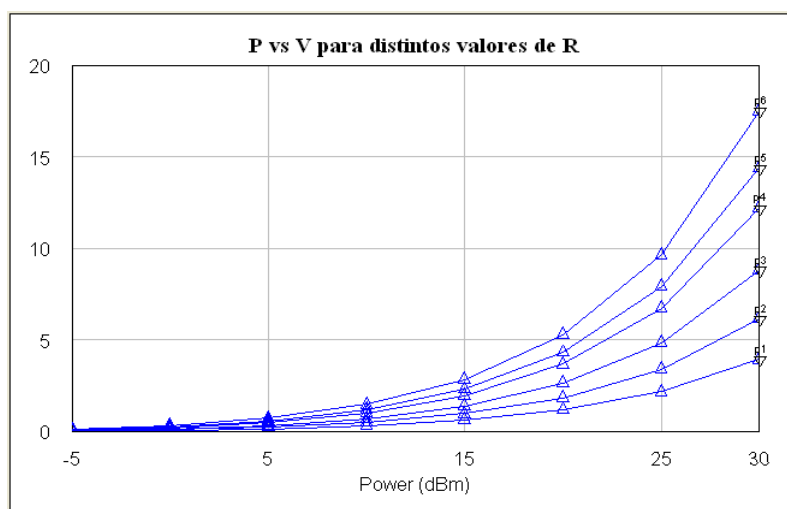


Figura 2.40 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820 para distintos valores de R.

En la gráfica se observa que si aumenta la resistencia, aumenta la tensión para mayores niveles de potencia de excitación. Así, para los valores que se usarán realmente, desde -5 hasta 10 dBm aproximadamente, no se aprecia mucha diferencia. Pero, a partir de los 15 dBm las diferencias se acentúan considerablemente.

Las conclusiones finales que podríamos sacar del rectificador de media onda utilizando el diodo HSMS-2820 son que su rectificación no es del todo correcta, pero sin embargo, es un componente fácil de construir y soldar a la hora de fabricar el sistema completo.

F. Simulaciones *Load-Pull*

Las simulaciones *Load-Pull* ayudan a calcular el valor óptimo del coeficiente de reflexión de la impedancia a la entrada, que produce la máxima tasa de conversión de potencia a tensión a la salida del circuito rectificador. Este valor óptimo será utilizado a la hora de diseñar las antenas receptoras de señal, para que tanto el circuito rectificador como la antena estén perfectamente adaptados y produzcan las mínimas pérdidas posibles.

El proceso a seguir será analizar primero el circuito sin filtro integrador a la salida, estudiando sus formas de onda resultantes y calculando su coeficiente de reflexión óptimo. Después se hará lo mismo para el circuito con filtro. Finalmente, se mostrarán los resultados más importantes del sistema final, como se ha ido haciendo con los modelos anteriores, pudiendo comprobar el efecto de este tipo de simulaciones.

a) Esquemático y resultados del rectificador sin filtro

El esquemático inicial de las simulaciones *Load-Pull* es el mismo que el del rectificador básico con una resistencia en la carga, pero añadiendo un nuevo componente tras el puerto de entrada al circuito, denominado *HBTuner* por el programa *Microwave Office*.

El componente *HBTuner* es una red de dos puertos, sin pérdidas, dependiente de la frecuencia que transforma la impedancia Z_0 vista en su puerto 2, a otra impedancia definida por el usuario en el puerto 1. Dicha impedancia queda definida especificando el módulo y la fase del coeficiente de reflexión, así como la impedancia de referencia del sistema. Se supone que el puerto 2 de este elemento está cargado con la misma Z_0 que se especifica en el elemento. También permite especificar los coeficientes de reflexión para el segundo y tercer armónicos. Aunque, para este caso, los supondremos cortocircuitados, por lo que no influirán en los resultados que se obtengan. En la última sección titulada “Alta Eficiencia en Rectificadores” se estudiarán con más detalle estos parámetros del elemento. El símbolo del elemento se muestra a continuación, donde el puerto 1 es el situado a la izquierda, y el puerto 2 a la derecha.

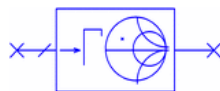


Figura 2.41 Símbolo del *HBTuner* en la herramienta *Microwave Office*.

El esquemático utilizado inicialmente es el siguiente, donde ya se incluye el elemento previamente descrito. Nótese que está al revés, es decir, el puerto 1 sería el de la derecha y el puerto 2 el de la izquierda. Se coloca de esta forma porque en este caso se quiere transformar la Z_0 vista a su derecha (correspondiente al circuito) a la impedancia que se define a su izquierda que será utilizada en la antena.

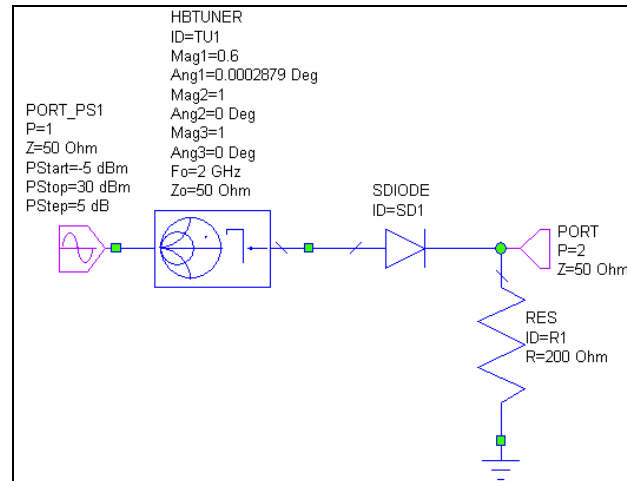


Figura 2.42 Esquemático del rectificador de media onda con *HBTuner* usando el diodo HSMS-2820.

Se ha comprobado que las simulaciones obtienen los mismos resultados a cualquiera de las tres frecuencias que se tratan en el proyecto. Por lo tanto, sólo se muestran los resultados simulados a 2 GHz, que se tomarán como representativos de las otras dos frecuencias de 900 MHz y 2,45 GHz.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida con las simulaciones *Load-Pull* del rectificador sin filtro a la salida. Las curvas representan los niveles de potencia para distintos valores de carga. Tienen en común el valor de su centro, que se corresponderá con el valor del coeficiente de reflexión óptimo buscado, en este caso tiene un módulo de 0,6 y una fase muy cercana a los 0° , como muestra el marcador de la gráfica.

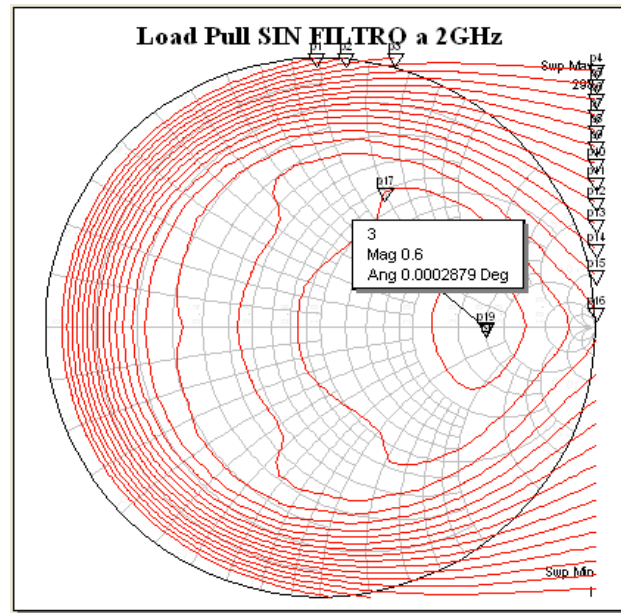


Figura 2.43 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0,6 y fase de 0,0002879.

b) Rectificación de media onda sin filtro

Para ver si la modificación incluida en el circuito anterior del coeficiente de reflexión influye en su comportamiento, se representan a continuación sus formas de onda.

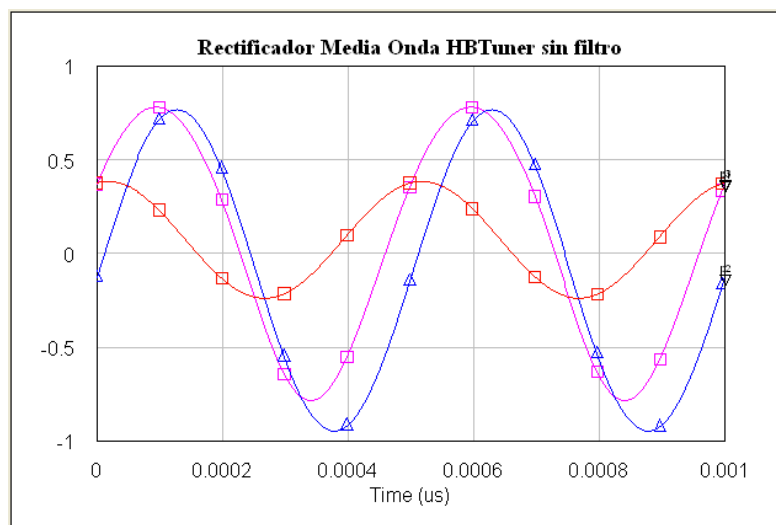


Figura 2.44 Rectificación de media onda sin filtro:
entrada en azul, salida original en rosa, salida *Load-pull* en rojo.

En color azul se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda sin filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión. Se observa que hay mayores pérdidas en este caso y un desfase mayor entre la entrada y la salida. No obstante, ese desfase no nos influirá en nuestro sistema. Lo realmente importante aquí es observar que se mantiene la misma señal, aunque con más pérdidas pero sin llegar a ser críticas.

c) Esquemático y resultados del rectificador con filtro

El esquemático del rectificador de media onda con filtro es exactamente el mismo que el anterior, pero incluyendo el condensador de 100 pF a la salida.

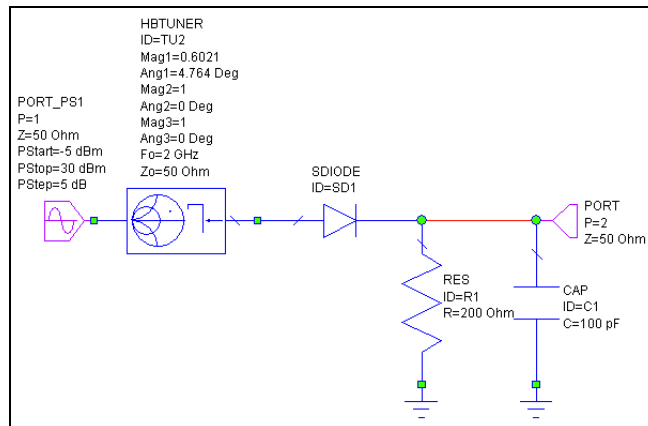


Figura 2.45 Esquemático del rectificador de media onda con *HBTuner* y filtro usando el diodo HSMS-2820

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida con las simulaciones *Load-Pull* del rectificador con filtro a la salida. El valor del coeficiente de reflexión óptimo obtenido en este caso tiene un módulo de 0,6021 y un ángulo de 4,764°, como muestra el marcador de la gráfica.

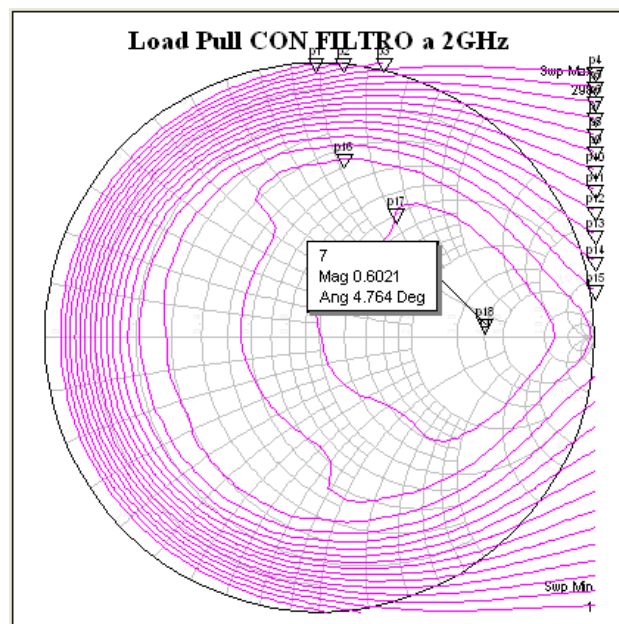


Figura 2.46 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.6021 y fase de 4.764.

d) Rectificación de media onda con filtro

Las formas de onda en este caso muestran las diferencias en los niveles de DC para los circuitos con y sin filtro capacitivo.

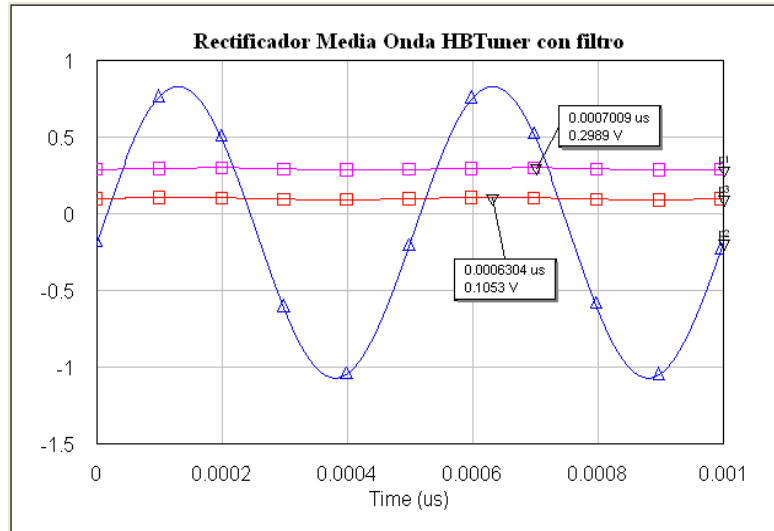


Figura 2.47 Rectificación de media onda con filtro: entrada en azul, salida original en rosa, salida *Load-pull* en rojo.

En color azul se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda con filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión. Merece la pena destacar que los resultados de estas simulaciones producen un nivel ligeramente inferior que los resultados originales. En concreto, se pasa de obtener un nivel de 0,2989 V a obtener un nivel de DC de 0,1053 V, algo menos de la mitad.

e) Otros resultados

Para finalizar con los resultados de las simulaciones *Load-Pull*, se analizarán otras gráficas igualmente importantes como son las variaciones en frecuencia de la potencia y la tensión, sus relaciones, y el espectro del sistema final.

i) Potencia total.

La potencia total a la salida del rectificador a lo largo del rango de frecuencias utilizado se mantiene prácticamente constante, como se muestra en la siguiente figura, donde la potencia de excitación en ambas curvas es de 5 dBm. De hecho, en el circuito que lo usa, la potencia se mantiene constante rondando los 0 dBm. Mientras que al usar el circuito sin filtro, la potencia disminuye de forma lineal a medida que aumenta la frecuencia de trabajo. Se comprueba así que el filtro no supone ganancia. El detalle que si se repite en ambos casos es que al alcanzar los 2,95 GHz la potencia sufre una caída muy abrupta. Por tanto, el sistema dejará de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz de frecuencia, valor que no afecta a las aplicaciones que ocupan el presente proyecto.

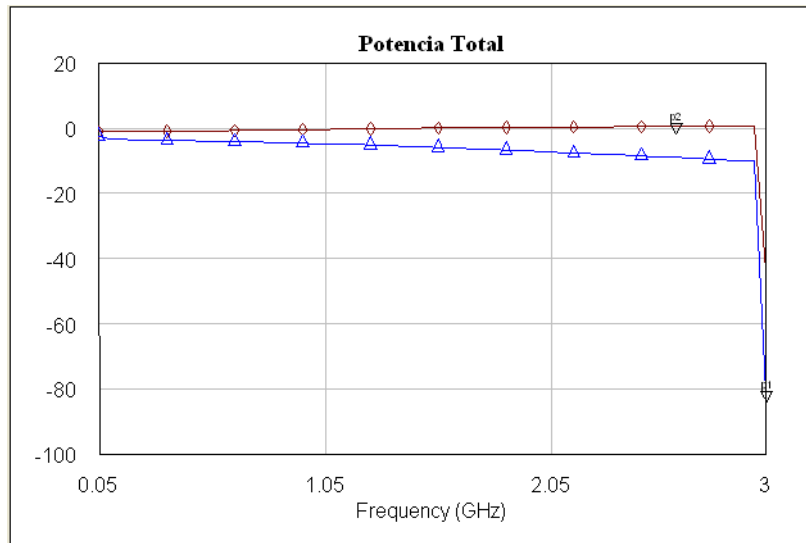


Figura 2.48 Potencia a salida del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820
(con filtro en marrón, sin filtro en azul).

ii) Tensión.

El nivel de voltaje disminuye a medida que aumenta la frecuencia, como muestra la siguiente figura. Al igual que ocurre con la potencia, la tensión a la salida del circuito es superior si se utiliza el filtro capacitivo, y deja de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz.

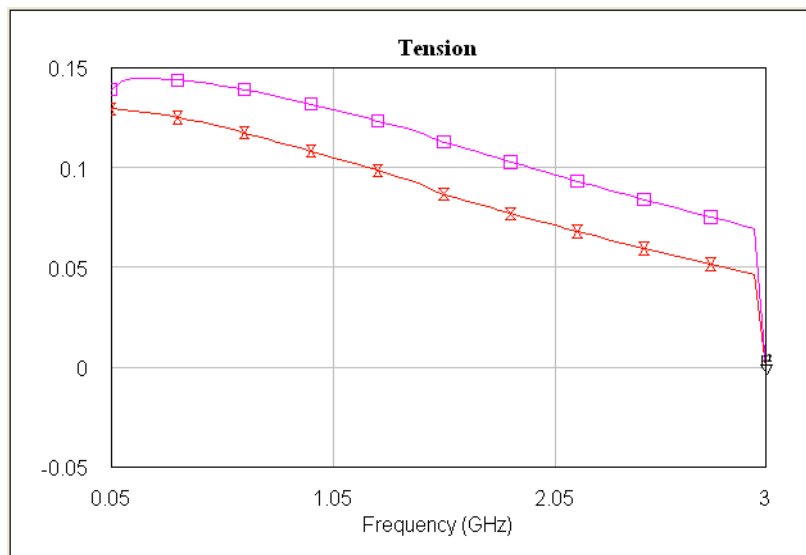


Figura 2.49 Voltaje a salida del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820
(con filtro en rosa, sin filtro en rojo).

iii)P-V.

Al representar las curvas de transformación P-V, se obtienen resultados similares que las simulaciones previas. Como cabía esperar, a medida que aumenta la frecuencia, se obtienen menores niveles de tensión para los mismos valores de potencia. Además, el filtro mejora los resultados, como se ha ido demostrando en figuras anteriores.

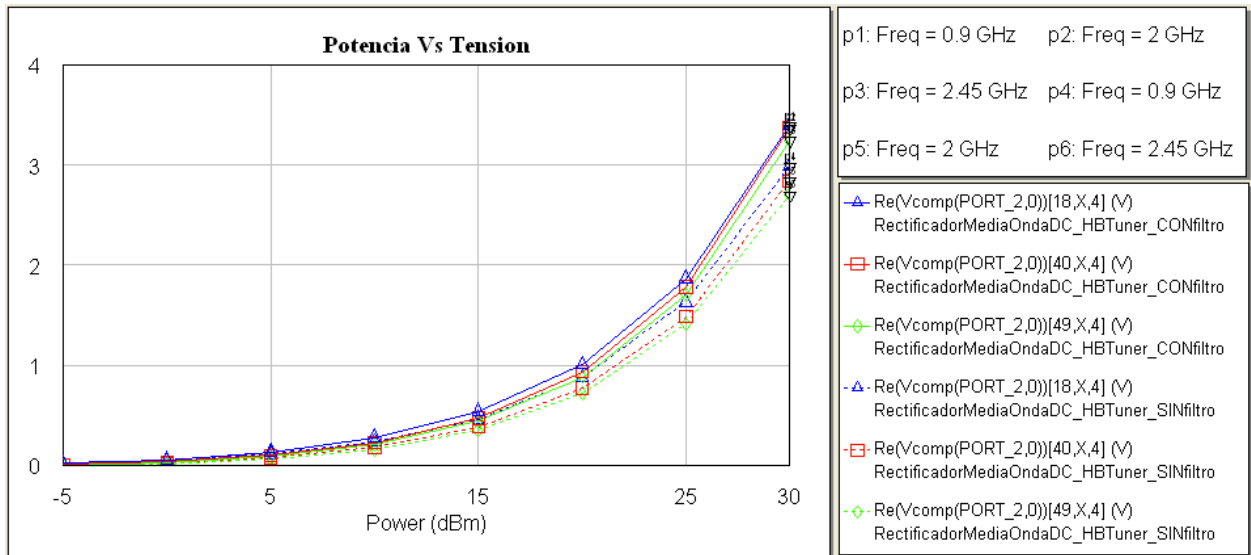


Figura 2.50 Curvas de transformación P-V del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.

iv)Espectro.

El espectro obtenido en este caso muestra en rosa los resultados del rectificador sin filtro, y en azul con filtro. La gráfica ilustra que el rectificador sin filtro obtiene a su salida la señal a la frecuencia de portadora de 2 GHz, además de la componente continua. En cambio, tras el filtro, sólo se obtiene la componente en DC de la señal, como era de esperar tras un filtro integrador. El resto de armónicos son nulos porque están cortocircuitados en los esquemáticos mediante los dispositivos *HBTuner*.

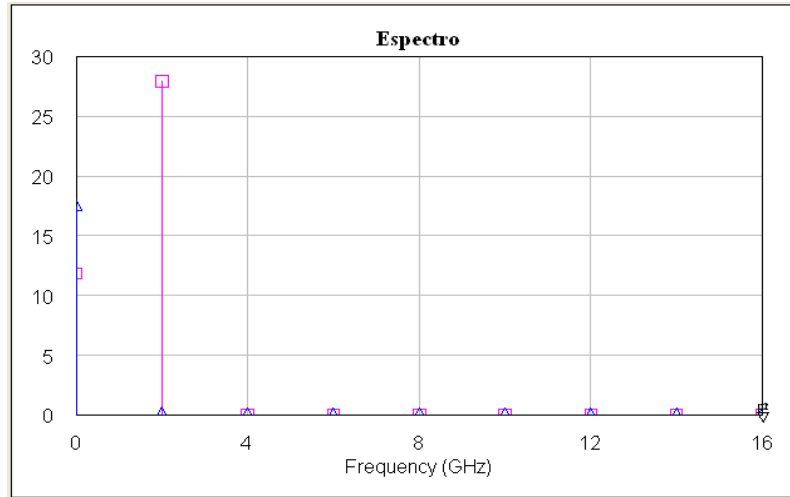


Figura 2.51 Espectro a la salida del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820
(sin filtro en rosa, con filtro en azul).

G. Diseño del *layout*

Para poder fabricar el circuito es necesario diseñar previamente su *layout*. Para ello se utilizará tecnología *microstrip*, de la que se hará una breve introducción a continuación. Después se presentará el diseño del circuito rectificador de media onda final, usando el diodo HSMS-2820, y su *layout* correspondiente, a partir del cual se procederá a su fabricación. Finalmente, se mostrarán las principales señales del diseño real, comprobando su funcionamiento y analizando las diferencias que puedan aparecer.

a) Tecnología *microstrip*

Una línea *microstrip* es, por definición, una línea de transmisión que consiste en una franja conductora y un plano de masa separados por un medio dieléctrico. Al no ser un recinto doblemente conexo, no soporta la propagación de los modos TEM, sino que trabaja con modos cuasi TEM que son una superposición híbrida de los modos TE y TM. Estos modos residuales conviene eliminarlos, por lo que se utilizan tornillos entre los planos de masa o una separación entre planos menor de $\lambda/4$. El esquema de las líneas se muestra en la siguiente figura.

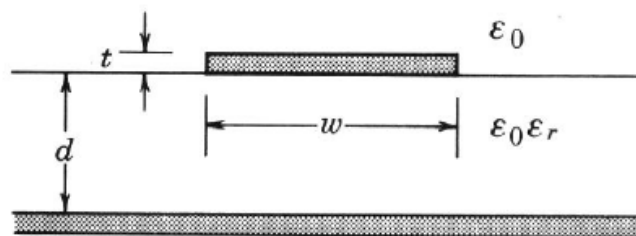


Figura 2.52 Esquema de línea *microstrip*.

En el caso de los circuitos rectificadores nos interesa que los elementos integrados con tecnología de *microstrip*, sean de transmisión. Queremos que existan pocos campos desbordados, por lo que tendremos que emplear altas permitividades y bajos espesores.

En el caso de los diseños de las antenas que se explicarán en el siguiente capítulo, se busca que la estructura sea radiante, por lo que interesa la existencia de grandes campos desbordados, que se consiguen empleando bajas permitividades y espesores grandes.

b) Esquemático para layout

El esquemático utilizado para simular el *layout* final es muy diferente a los mostrados en los apartados anteriores. Por tanto, para conectar los dispositivos del circuito entre sí, se usarán líneas de transmisión, uniones en T, vías a tierra o demás elementos de dicha tecnología.

En la siguiente figura se presenta el esquemático utilizado para el diseño final del rectificador de media onda.

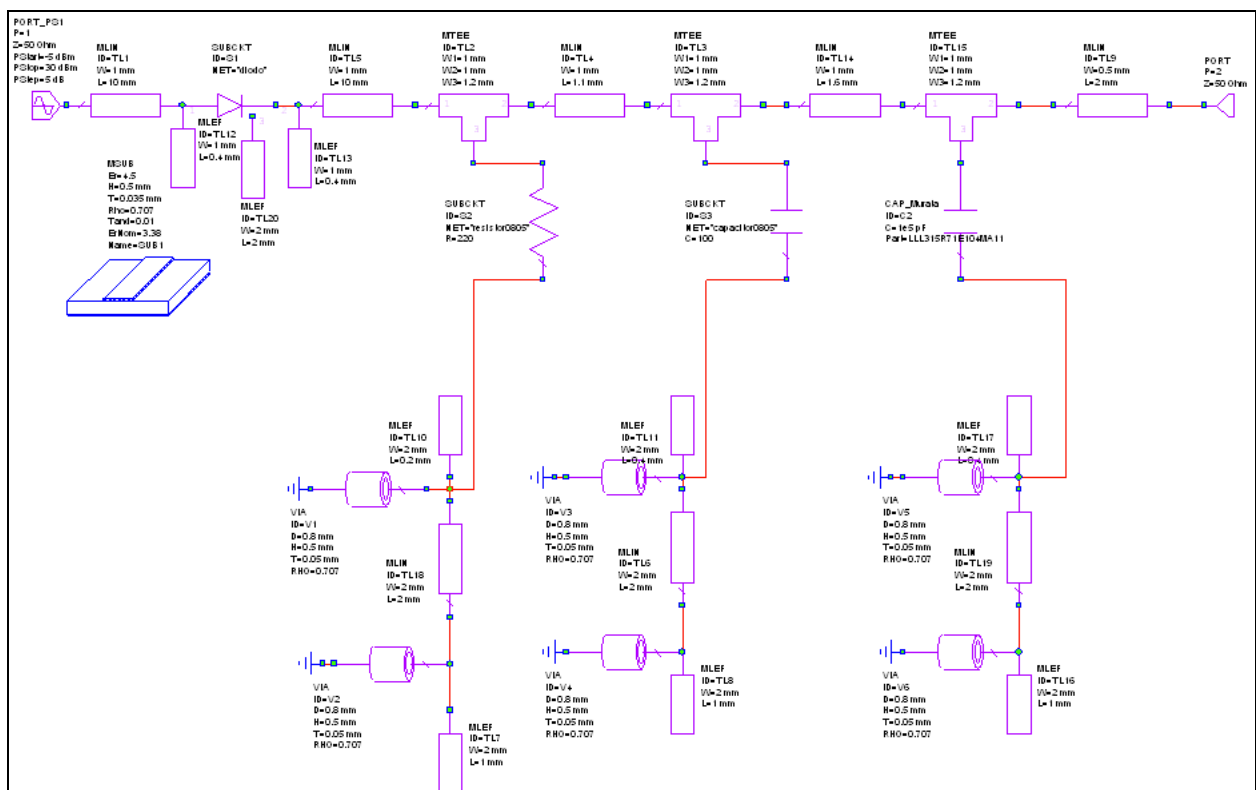


Figura 2.53 *Layout* del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820.

Se observa que tras el puerto de excitación, se ha incluido una línea de transmisión que conecta con el encapsulado del diodo HSMS-2820. A la salida del circuito sale el condensador de 100 pF del filtro conectado a tierra. Finalmente, se conecta un condensador electrolítico de 100 nF que sea capaz de soportar las potencias que le sean inyectadas.

Los encapsulados incluidos en el *layout* se muestran a continuación. El primero de ellos es el diodo HSMS-2820, que se ilustra en la siguiente figura (izquierda), de acuerdo a las hojas del fabricante [6]. El segundo de ellos es el de la resistencia de la serie 0805 (centro) de valor 220 Ω , y el del condensador de 100 pF (derecha), también de la serie 0805.

- 1 condensador electrolítico de 100 nF

Las perforaciones a tierra se marcan con círculos rojos.

d) Rectificación de media onda del *layout*

Las formas de onda obtenidas del circuito se ilustran en la figura siguiente. En color verde se presenta la entrada al circuito, en color rojo la salida rectificada medida en la resistencia de carga, y en color negro el nivel de DC que se obtiene a la salida final del circuito.

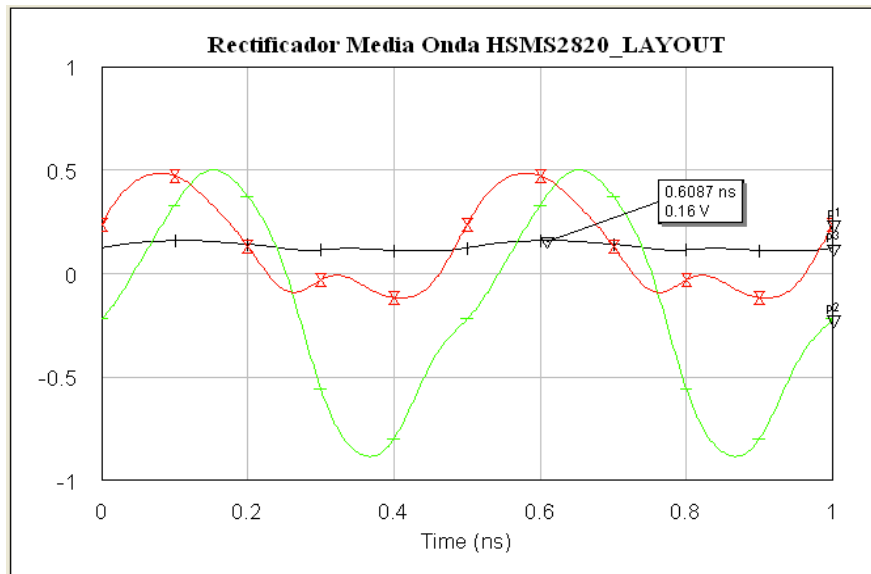


Figura 2.56 Resultados del *layout* del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820 (señal de entrada en verde, salida rectificada en rojo, salida final del filtro en negro).

Se observa que la forma rectificada es correcta, ya que mantiene prácticamente la misma señal que la entrada, ligeramente desfasada, para valores positivos. Para valores negativos, su valor se sitúa alrededor de cero. Finalmente, el valor de DC es de 0,16 V, algo menor que los obtenidos en anteriores apartados, pero igualmente válido para el presente proyecto.

2.5.2 Rectificador de media onda con diodo MA4E1317

A. Esquemático del rectificador de media onda

El esquemático diseñado no es más que un rectificador básico, compuesto por: una fuente de excitación con un barrido de valores de potencia suficientemente amplio como para poder representar posteriormente un comportamiento estable del circuito, el diodo MA4E1317, una resistencia de 200 Ω , y un voltímetro en la carga.

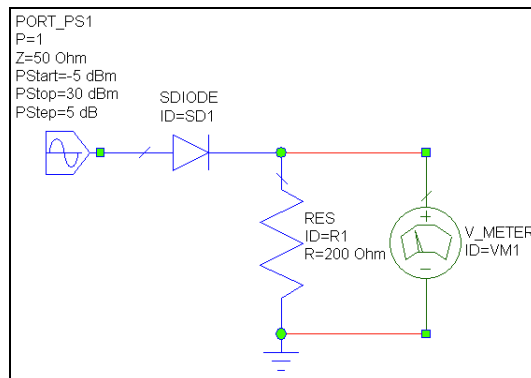


Figura 2.57 Esquemático del rectificador de media onda con diodo MA4E1317.

A continuación, también se presenta el esquemático utilizado para representar las formas de onda obtenidas tras el filtro capacitivo. Por tanto, se incluye un condensador en paralelo con la resistencia de carga.

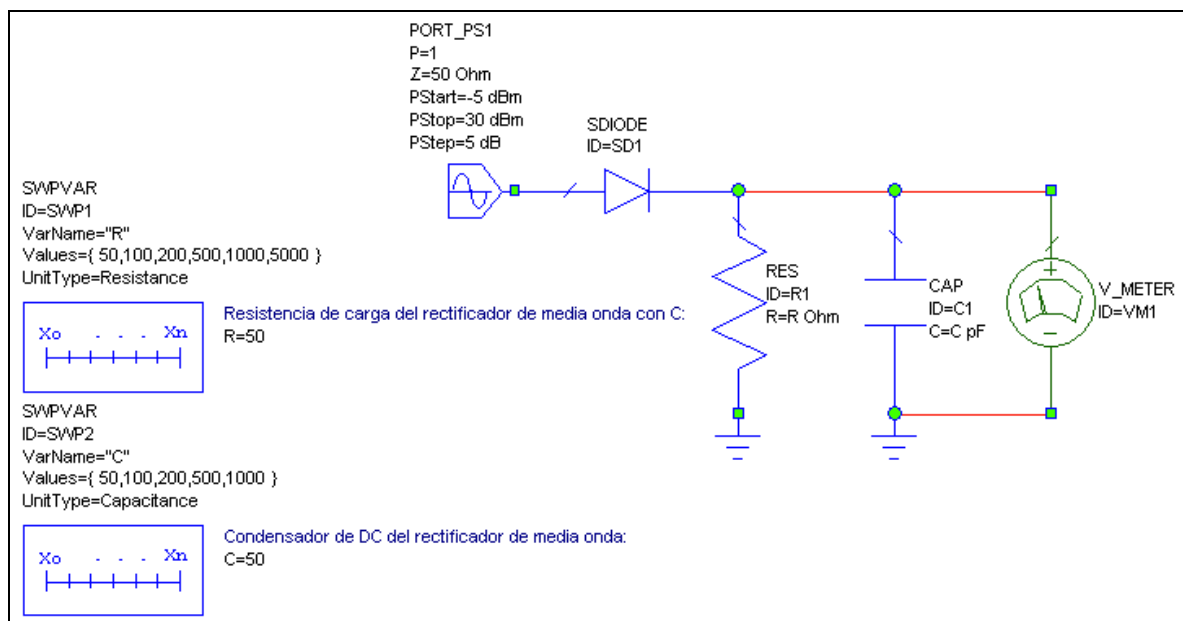


Figura 2.58 Esquemático del rectificador de media onda con diodo MA4E1317, con filtro capacitivo.

Además, se han añadido dos barridos de valores para los componentes del filtro. Así, la resistencia se probará para los valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 Ω . Por otro lado, el condensador se probará para 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF.

B. Forma de onda rectificada

El primer resultado que se muestra es la forma de onda obtenida del rectificador anterior. En concreto, se realiza una comparación entre las ondas de tensión en los tres puntos más característicos del circuito.

Para ello, hemos fijado los valores medios de los componentes con los que se construirá el circuito final. Así, la resistencia de carga ha sido fijada a 200 Ω y el condensador del filtro a 100 pF. Además, la simulación se ha realizado a una frecuencia de portadora de 1 GHz. En la siguiente figura se observan los resultados. Nótese que la onda de entrada al circuito está en color rosa, la salida del circuito sin filtro en azul, y la salida tras el filtro capacitivo muestra el nivel de continua en color marrón. Se demuestra que si vemos la salida del circuito sin filtro, la forma de onda queda rectificada de manera que para valores positivos de entrada, la salida se aproxima a la entrada, y para valores negativos de la entrada, la salida rectifica la onda a un valor medio de cero. Finalmente, cabe destacar que se obtiene un nivel de DC de 0,7324 V, muy cercano al valor medio de la señal de entrada, por lo que se puede afirmar que las pérdidas introducidas en el circuito son despreciables.

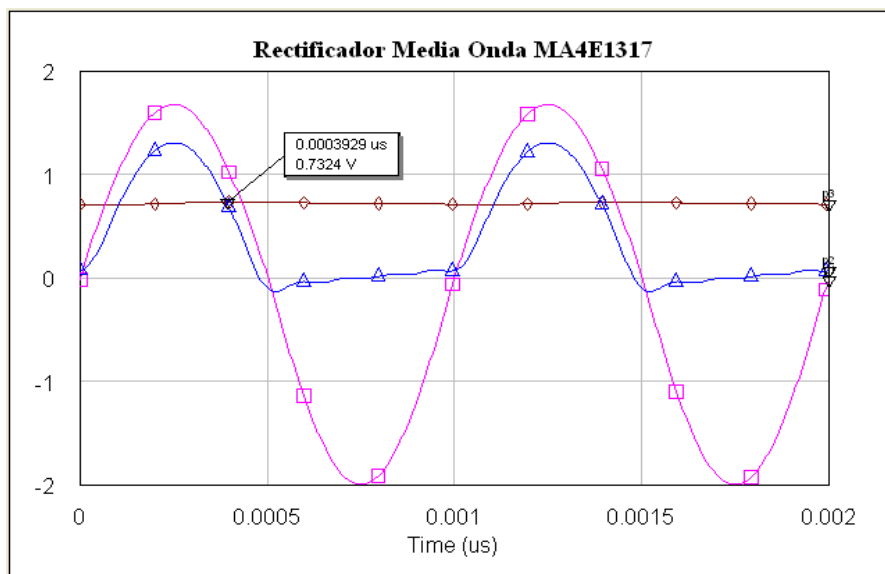


Figura 2.59 Resultados del rectificador de media onda con diodo MA4E1317 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).

C. Comportamiento en frecuencia

Tras conseguir una primera visión del funcionamiento del rectificador de media onda usando el diodo de barrera Schottky MA4E1317, a continuación se van a representar las formas de onda obtenidas a las frecuencias que van a resultar de interés en el presente proyecto.

a) 900 MHz (Comunicaciones móviles)

En la siguiente figura se representan las señales a la salida del rectificador de media onda sin filtro capacitivo (en color azul), y con el filtro (en color rosa). El comportamiento es similar al presentado anteriormente, pues el valor de frecuencia utilizado es muy cercano, y se han usado los mismos valores para los componentes. El nivel de continua se mantiene en 0,734 V.

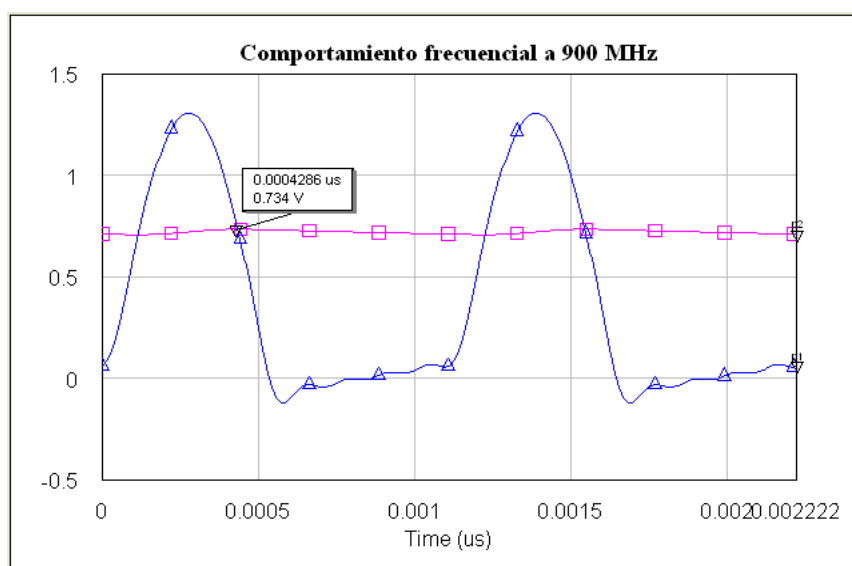


Figura 2.60 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 900 MHz.

Tal y como se hizo en el caso del rectificador usando el otro tipo de diodo, se debería comprobar la condición de la constante de tiempo. Pero, al tratarse de las mismas frecuencias, se da por demostrado. Por lo tanto, no será necesario comprobarlo de nuevo para ninguna de las tres frecuencias de trabajo.

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

El resultado que se obtiene a 2 GHz muestra una rectificación ligeramente peor que en el caso de 900 MHz. No obstante, el nivel de DC casi no ha disminuido, puesto que se ha quedado en 0,7238 V.

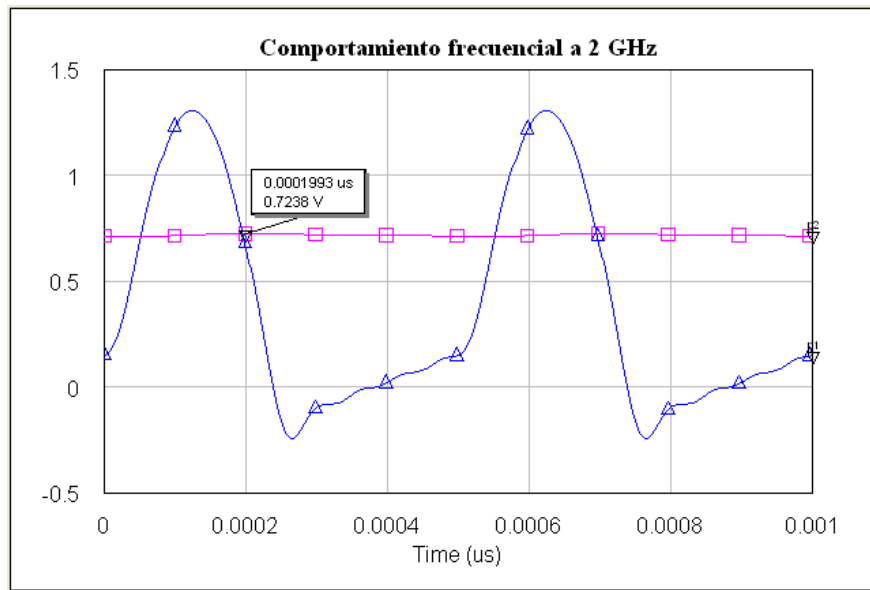


Figura 2.61 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 2 GHz.

c) 2,45 GHz (WiFi)

Finalmente, el resultado de las señales a 2,45 GHz se muestra en la siguiente figura, donde el principal cambio es la disminución del nivel de DC a 0,7212 V. Por tanto, se puede concluir diciendo que a medida que aumenta la frecuencia de funcionamiento del circuito, empeora su funcionamiento ya que se obtienen peores formas de onda rectificadas. En cambio, no afecta demasiado al nivel de continua que se obtiene la salida del filtro integrador, ya que no disminuye excesivamente su valor.

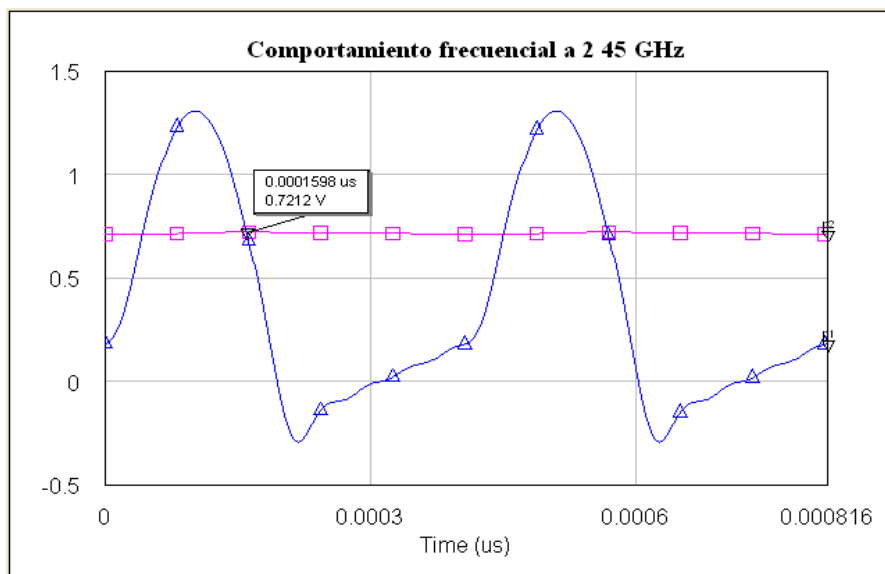


Figura 2.62 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 2,45 GHz.

D. Espectro

El siguiente resultado a analizar es el espectro, donde se representa la potencia a la entrada y a la salida del rectificador. Se ha simulado el circuito para una portadora de 1 GHz, y los mismos valores de $200\ \Omega$ y $100\ \text{pF}$. Los resultados se muestran en la siguiente figura.

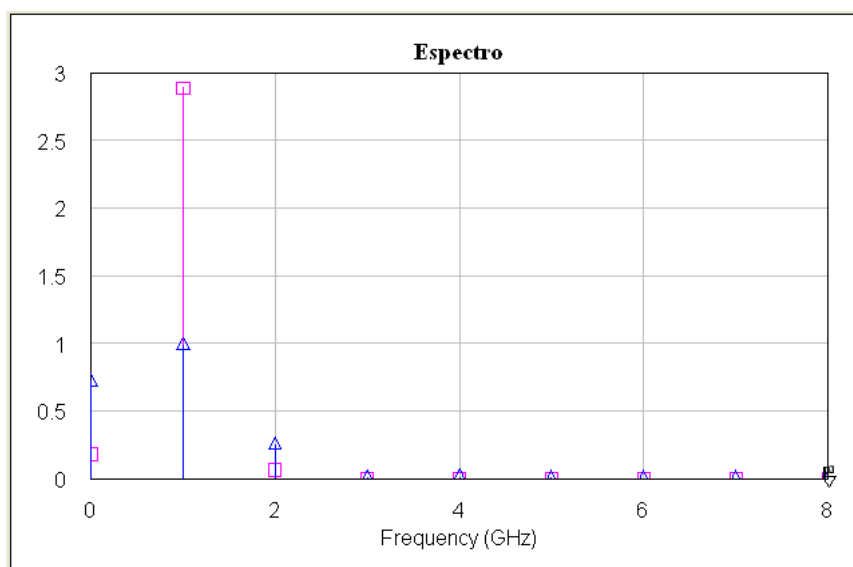


Figura 2.63 Espectro obtenido del rectificador de media onda sin filtro usando el diodo MA4E1317.

En rosa se presenta el espectro a la entrada del circuito, y en azul a la salida del rectificador sin filtro. Se comprueba que aumenta el nivel de continua a la salida (componente en 0 Hz), disminuye con unas pérdidas algo mayores de 3 dB la potencia de la portadora, y que aparece un pequeño armónico al doble de la frecuencia de portadora. Con lo cual, el funcionamiento del rectificador es correcto en términos de frecuencia y armónicos.

E. Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)

Otra simulación que muestra la conversión de potencia a voltaje que se produce en el rectificador es la siguiente. En ella se observa en el eje x la potencia de excitación del circuito, y en el eje y el nivel de tensión de continua obtenido.

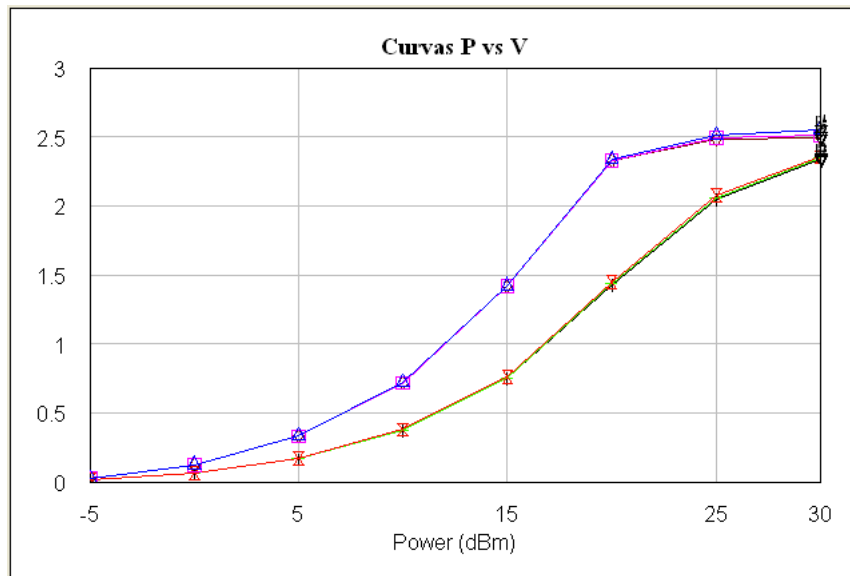


Figura 2.64 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo MA4E1317.

Así, se puede decir que a medida que aumenta la potencia en RF con la que se excita el circuito, mayor es el nivel de tensión en continua a la salida. En concreto, el crecimiento es exponencial hasta los 20 dBm de potencia de excitación, y a partir de ahí es o bien constante para el circuito con filtro, o bien lineal para el caso de no usar el filtro. Además, las tres curvas superiores de la gráfica son para el circuito con el filtro, y las tres inferiores sin filtro, por lo que se demuestra que el condensador aprovecha más potencia obteniendo voltajes mayores para mismos niveles de potencia. Por último, cabe comentar que la variación en la frecuencia prácticamente no influye.

A continuación, se estudia la variabilidad de los parámetros del circuito, como son la resistencia en la carga y el condensador que forman el filtro integrador a la salida.

a) Efecto del condensador (C)

Aunque no se aprecia claramente, en la siguiente gráfica se presentan cinco curvas para cinco valores diferentes del condensador. Para ello, se ha realizado un barrido para valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF, todos ellos simulados a 1 GHz y para una carga de 200 Ω .

Como se puede observar, los resultados no varían para ningún caso, por lo que se puede concluir diciendo que el efecto del condensador a la hora de transformar la potencia de entrada en nivel de DC a la salida es inapreciable.

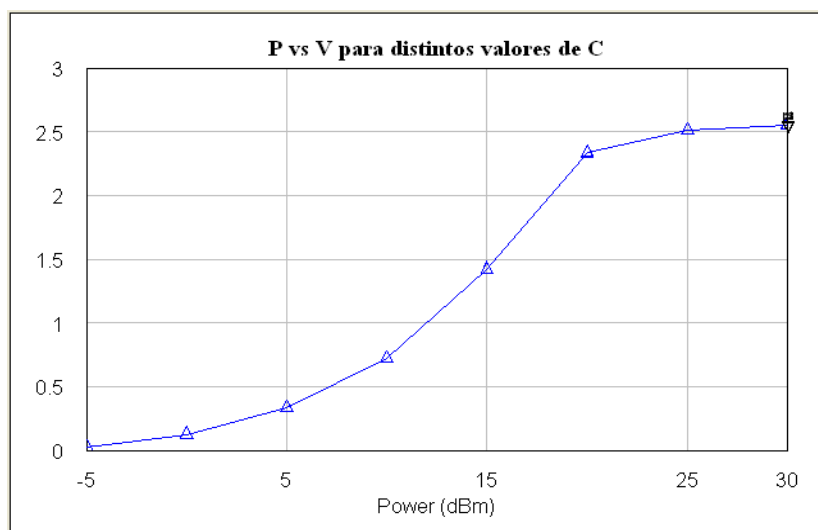


Figura 2.65 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo MA4E1317 para distintos valores de C.

b) Efecto de la carga (R)

El efecto de la resistencia de carga se estudia bajo las mismas condiciones que el efecto del condensador, salvo porque dicho componente se fija a 100 pF, y la resistencia se prueba para valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 Ω .

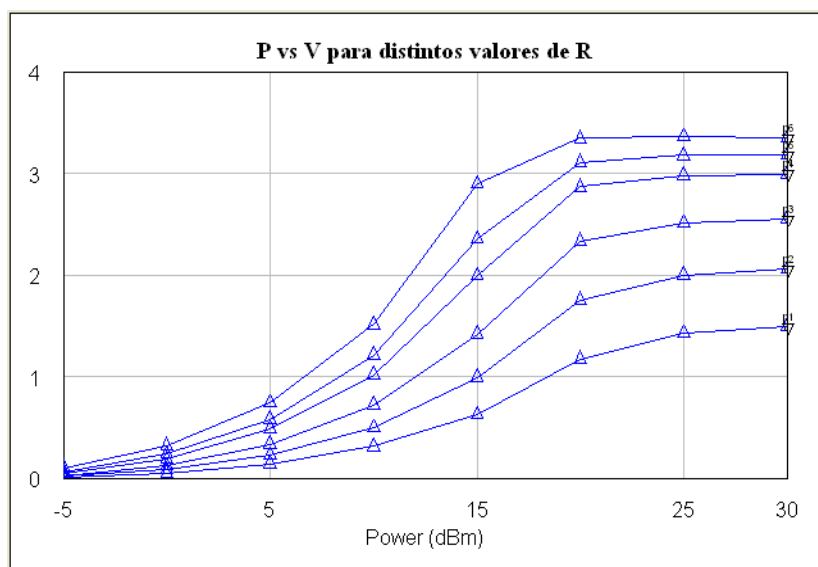


Figura 2.66 Curvas P-V del rectificador de media onda con diodo MA4E1317 para distintos valores de R.

En la gráfica se observa que si aumenta la resistencia, aumenta la tensión para mayores niveles de potencia de excitación. Así, para los valores que se usarán realmente, desde -5 hasta 5 dBm aproximadamente, no se aprecia mucha diferencia. Pero, a partir de los 10 dBm las diferencias se acentúan considerablemente. Y a partir de los 20 dBm, se mantienen constantes.

Las conclusiones finales que podríamos sacar del rectificador de media onda utilizando el diodo MA4E1317 son que su rectificación es mejor que al usar el HSMS-2820 y que, en general, se obtiene mejores resultados.

F. Simulaciones Load-Pull

El procedimiento a seguir en las simulaciones *Load-Pull* para este rectificador de media onda es exactamente el mismo que en el caso anterior ya que la única diferencia entre ambos es el modelo del diodo utilizado. Por tanto, para no repetir las mismas bases teóricas, se muestran directamente los resultados obtenidos en este caso.

a) Esquemático y resultados del rectificador sin filtro

El esquemático inicial de las simulaciones *Load-Pull* es el mismo que el rectificador básico con una resistencia en la carga, pero añadiendo el elemento *HBTuner*, como se muestra en la siguiente figura.

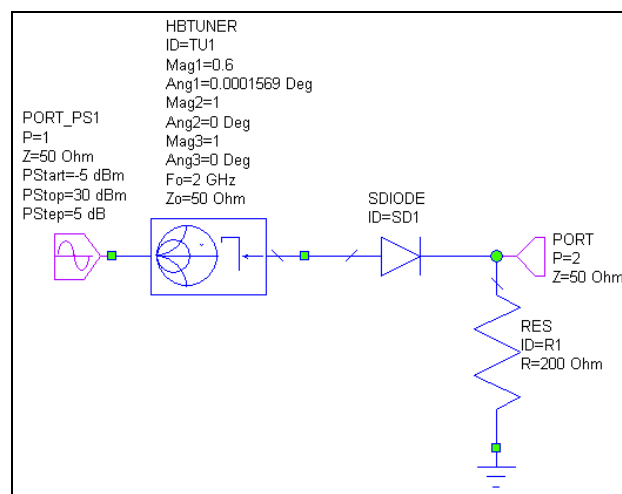


Figura 2.67 Esquemático del rectificador de media onda con *HBTuner* usando el diodo MA4E1317.

Se muestran los resultados simulados a 2 GHz, que se tomarán como representativos de las otras dos frecuencias de 900 MHz y 2,45 GHz.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida con las simulaciones *Load-Pull* del rectificador sin filtro a la salida. Las curvas representan los distintos niveles del coeficiente de reflexión. Todas tienen en común el valor de su centro, que se corresponderá con el valor del coeficiente de reflexión óptimo buscado, en este caso tiene un módulo de 0,6 y una fase muy cercana a los 0°, como muestra el marcador de la gráfica.

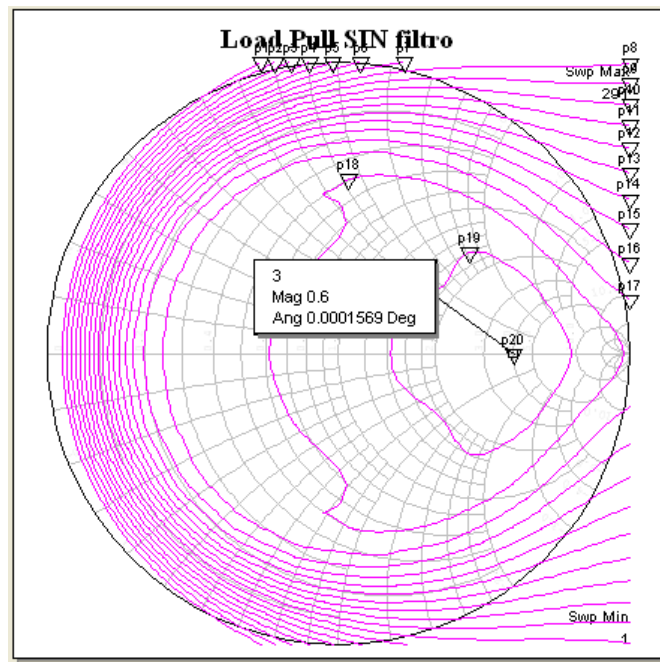


Figura 2.68 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.6 y fase de 0.0001569.

b) Rectificación de media onda sin filtro

Para ver si la modificación incluida en el circuito anterior del coeficiente de reflexión influye en su comportamiento, se representan a continuación sus formas de onda.

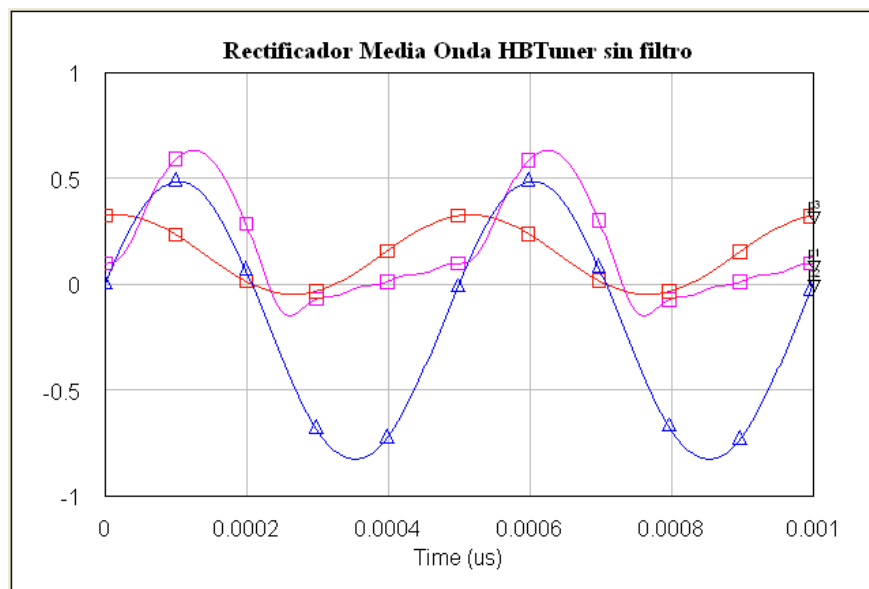


Figura 2.69 Rectificación de media onda sin filtro: entrada en azul, salida original en rosa, salida *load-pull* en rojo.

En color azul se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda sin filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión.

Se observa que hay mayores pérdidas en este caso y un desfase mayor entre la entrada y la salida. No obstante, ese desfase no nos influirá en nuestro sistema. Lo realmente importante aquí es observar que se mantiene la misma señal, aunque con más pérdidas pero sin llegar a ser críticas.

c) Esquemático y resultados del rectificador con filtro

El esquemático del rectificador de media onda con filtro es exactamente el mismo que el anterior, pero incluyendo el condensador de 100 pF a la salida.

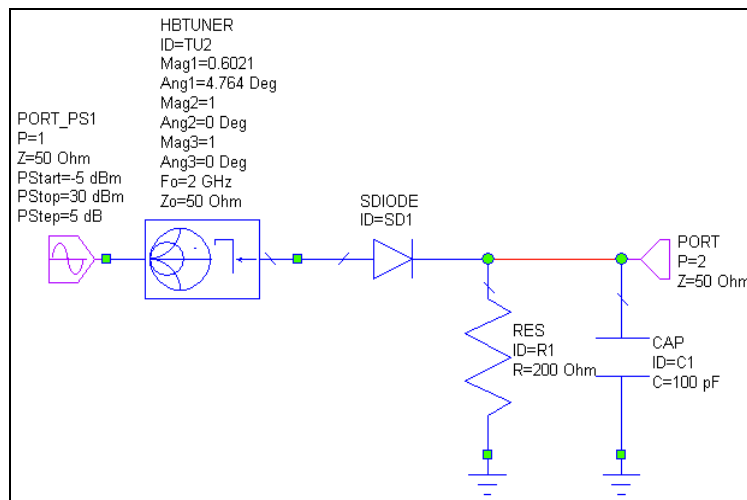


Figura 2.70 Esquemático del rectificador de media onda con *HBTuner* y filtro usando el diodo MA4E1317.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida. El valor del coeficiente de reflexión óptimo obtenido en este caso tiene un módulo de 0,6021 y un ángulo de 4,764°, como muestra el marcador de la gráfica, el cual es exactamente el mismo que en el caso del rectificador de media onda usan el otro tipo de diodo.

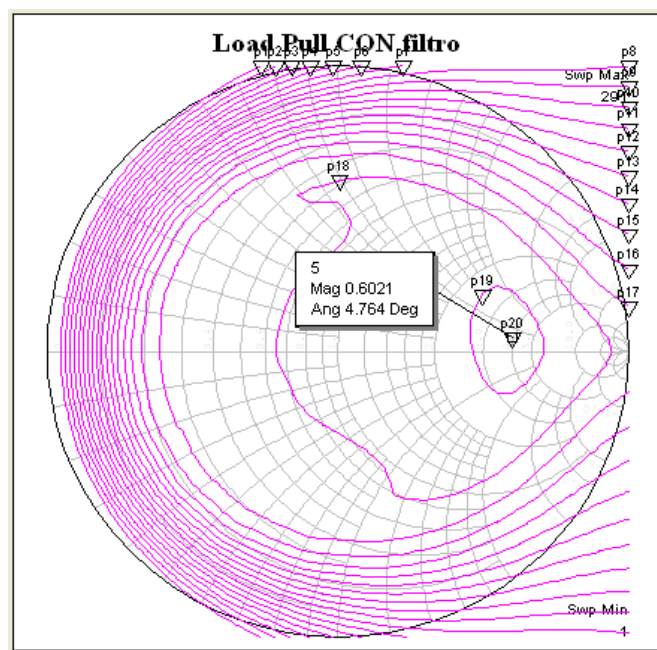


Figura 2.71 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.6021 y fase de 4.764.

d) Rectificación de media onda con filtro

Las formas de onda en este caso muestran las diferencias en los niveles de DC para los circuitos con y sin filtro capacitivo.

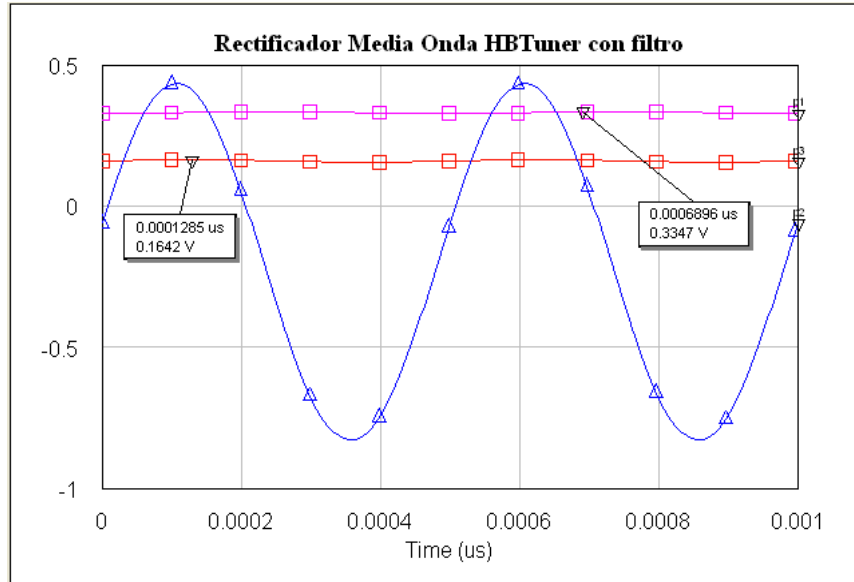


Figura 2.72 Rectificación de media onda con filtro: entrada en azul, salida original en rosa, salida *load-pull* en rojo.

En color azul se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda con filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión. Merece la pena destacar que los resultados de estas simulaciones producen un nivel ligeramente inferior que los resultados originales. En concreto, se pasa de obtener un nivel de 0,3347 V a obtener un nivel de DC de 0,1642 V, algo menos de la mitad.

e) Otros resultados

Para finalizar con los resultados de las simulaciones *Load-Pull*, se analizarán otras gráficas igualmente importantes, como son las variaciones en frecuencia de la potencia y la tensión, sus relaciones, y el espectro del sistema final.

i) Potencia total.

La potencia total a la salida del rectificador a lo largo del rango de frecuencias utilizado se mantiene constante, como se muestra en la siguiente figura, donde la potencia de excitación en ambas curvas es de 5 dBm. No obstante, el filtro integrador vuelve a suponer una leve ganancia de potencia de alrededor de 3 dB. El detalle que si se repite en ambos casos es que, al alcanzar los 2,95 GHz, la potencia sufre una caída muy abrupta. Por tanto, el sistema dejará de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz de frecuencia, valor que no afecta a las aplicaciones que ocupan el presente proyecto.

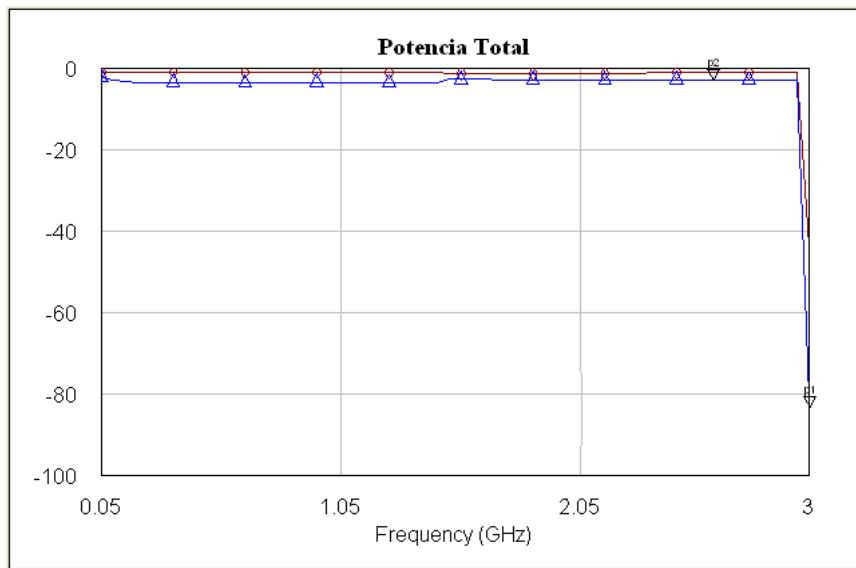


Figura 2.73 Potencia a salida del rectificador de media onda con diodo MA4E1317
(con filtro en marrón, sin filtro en azul).

ii) Tensión.

El nivel de voltaje se mantiene constante a medida que aumenta la frecuencia, como muestra la siguiente figura. Al igual que ocurre con la potencia, la tensión a la salida del circuito es superior si se utiliza el filtro capacitivo, y deja de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz. En este caso se produce un pequeño salto incremental entre 1,45 y 1,5 GHz, de aproximadamente 0,15 V.

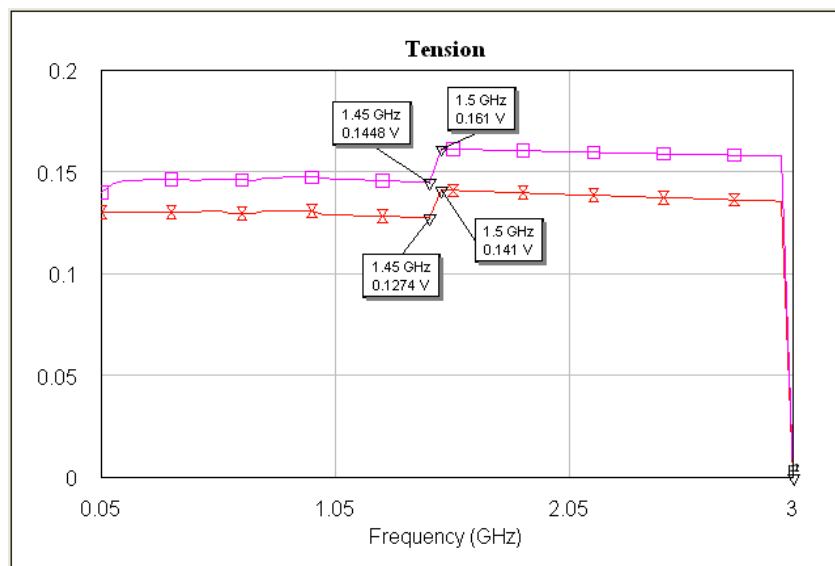


Figura 2.74 Voltaje a salida del rectificador de media onda con diodo MA4E1317
(con filtro en rosa, sin filtro en rojo).

iii) P-V.

En las curvas de transformación P-V, como cabía esperar, a medida que aumenta la frecuencia, se obtienen menores niveles de tensión para los mismos valores de potencia. Además, el filtro mejora los resultados, como se ha ido demostrando en figuras anteriores.

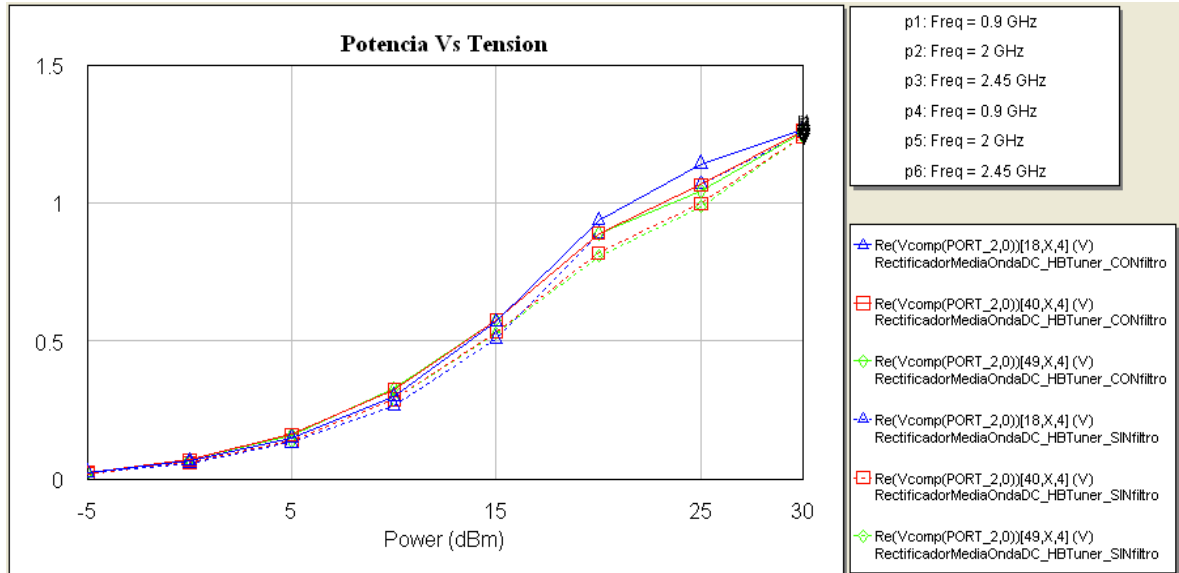


Figura 2.75 Curvas de transformación P-V del rectificador de media onda con diodo MA4E1317.

iv) Espectro.

El espectro obtenido en este caso muestra en rosa los resultados del rectificador sin filtro, y en azul con filtro. La gráfica ilustra que el rectificador sin filtro obtiene a su salida la señal a la frecuencia de portadora de 2 GHz, además de la componente continua. En cambio, tras el filtro, sólo se obtiene la componente en DC de la señal, como era de esperar tras un filtro integrador. El resto de armónicos son nulos porque están cortocircuitados en los esquemáticos mediante los dispositivos *HBTuner*.

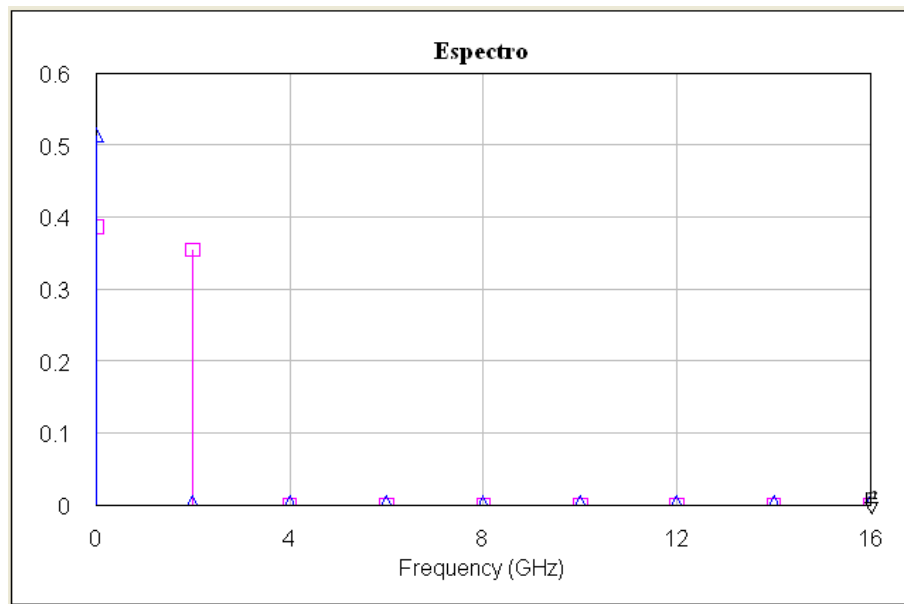


Figura 2.76 Espectro a la salida del rectificador de media onda con diodo MA4E1317
(sin filtro en rosa, con filtro en azul).

G. Diseño del layout

Se mostrará directamente el diseño del circuito rectificador de media onda final, usando el diodo MA4E1317, y su *layout* correspondiente, a partir del cual se procederá a su fabricación. Finalmente, se mostrarán las principales señales del diseño real, comprobando su funcionamiento y analizando las diferencias que puedan aparecer.

a) Esquemático

En la siguiente figura se presenta el esquemático utilizado para el diseño final del rectificador de media onda.

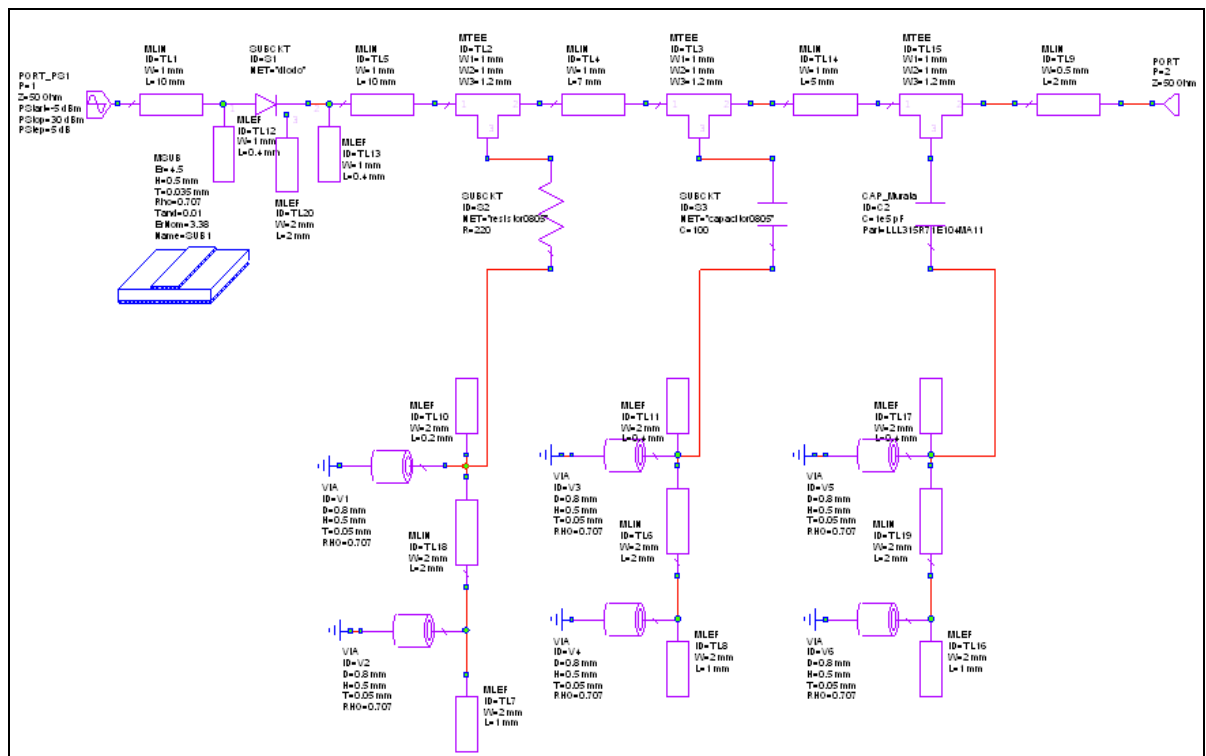


Figura 2.77 *Layout* del rectificador de media onda con diodo MA4E1317.

Básicamente, se trata del mismo esquemático que el utilizado para el diodo HSMS-2820, pero variando las longitudes de las líneas de transmisión, para que se obtengan los mejores resultados para estas nuevas condiciones. Y la otra principal variación es el encapsulado del diodo, basado en el catálogo del fabricante [7].

b) Prototipo final

El diseño fabricado se muestra en la siguiente figura, con medidas representativas que crean una idea del tamaño de los componentes y dispositivos utilizados en esta parte del proyecto.

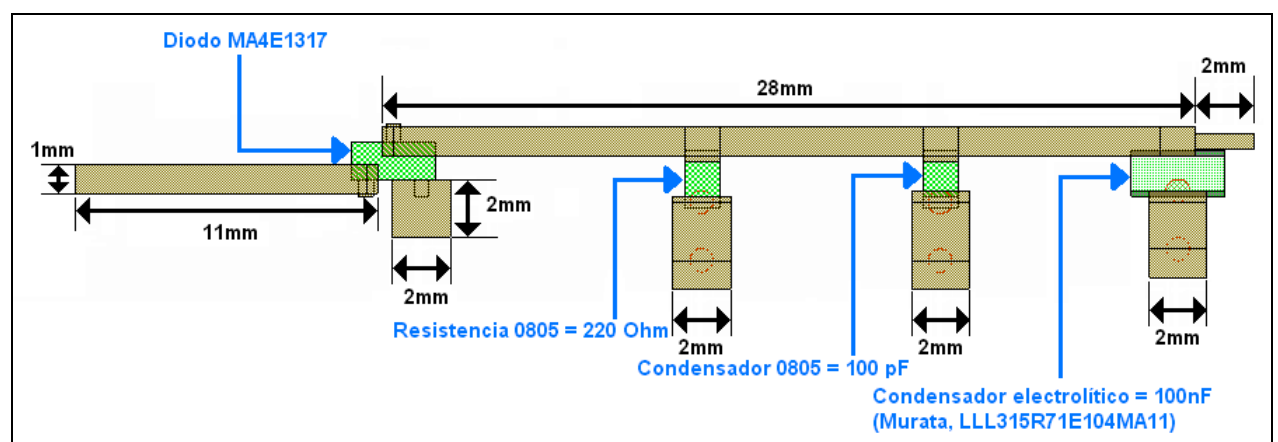


Figura 2.78 Prototipo final del rectificador de media onda entregado a fabricación.

El sustrato utilizado es el FR-4 ($\epsilon_r = 4.5$, $H = 0.5\text{mm}$, $T = 0.035\text{mm}$, $Rho = 0.707$, $Tand = 0.01$), los encapsulados necesarios, tal y como se ha mostrado anteriormente, son:

- 1 diodo MA4E1317
- 1 resistencia 0805 de 220 Ohm
- 1 condensador 0805 de 100 pF
- 1 condensador electrolítico de 100 nF

Las perforaciones a tierra se marcan con círculos rojos.

c) Rectificación de media onda del *layout*

Las formas de onda obtenidas del circuito se ilustran en la figura siguiente. En color verde se presenta la entrada al circuito, en color rojo la salida rectificada medida en la resistencia de carga, y en color negro el nivel de DC que se obtiene a la salida final del circuito.

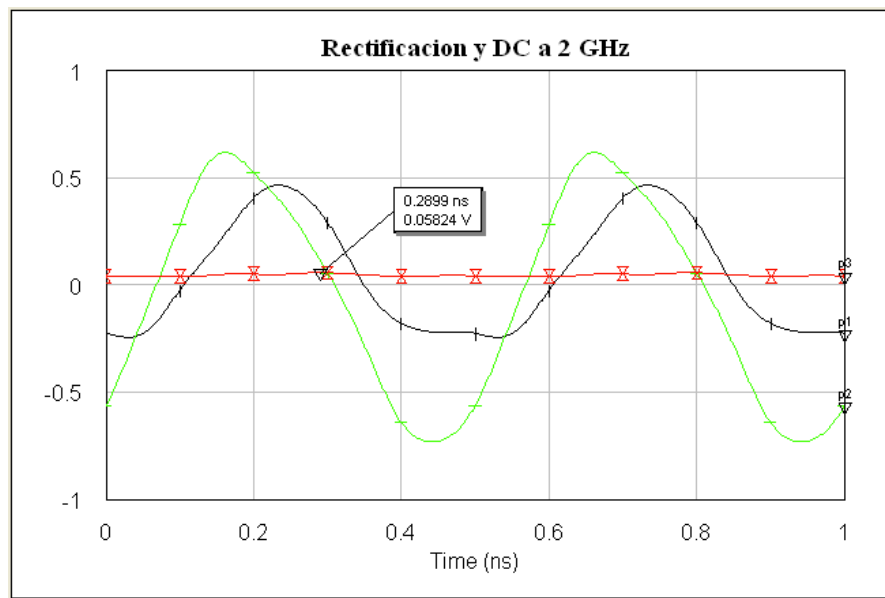


Figura 2.79 Resultados del *layout* del rectificador de media onda con diodo MA4E1317

(señal de entrada en verde, salida rectificada en rojo, salida final del filtro en negro).

Se observa que la forma rectificada es correcta, ya que mantiene prácticamente la misma señal que la entrada, ligeramente desfasada, para valores positivos. Para valores negativos, su valor se sitúa cerca del cero. Finalmente, el valor de DC es de 0,05824 V, menor que los obtenidos en anteriores apartados, pero igualmente válido para el presente proyecto.

2.6 Rectificador de onda completa: configuración con 2 diodos

El circuito rectificador de media onda tiene como ventaja su sencillez, pero adolece de dos defectos: 1) no permite utilizar toda la energía disponible, ya que los semiciclos negativos son desaprovechados; 2) en el caso típico en el que la fuente es el secundario de un transformador tiende a producirse una magnetización del núcleo debido a que el campo magnético es unidireccional. Esta magnetización se traduce en que la saturación magnética se alcanza con valores menores de corriente, produciéndose deformaciones en la onda [1].

Estos inconvenientes se resuelven con los rectificadores de onda completa. El primer ejemplo es el rectificador tipo puente, que se estudiará en la sección 2.7 del presente capítulo.

Un inconveniente del rectificador de tipo puente es que no existe una referencia común de tensión (masa circuital) entre la fuente y la carga, resultando ambas flotantes entre sí. Una manera de resolver esto es utilizar dos fuentes en contrafase en lugar de una sola, y colocar en cada una de ellas un rectificador de media onda. Las fuentes en contrafase se logran con un transformador cuyo secundario está dividido en dos mitades, tomándose el punto medio como masa común, como se muestra en la siguiente figura.

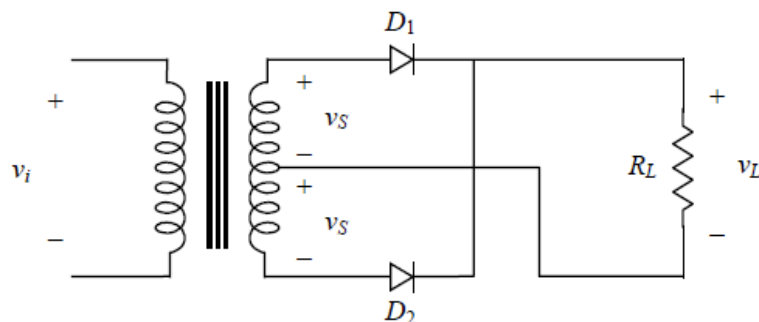


Figura 2.80 Rectificador de onda completa [1].

Cuando $v_S > 0$, el diodo D_1 conduce y D_2 no, por lo tanto la tensión v_S se aplica directamente a la carga a través de D_1 y $v_L = v_S > 0$. Cuando $v_S < 0$, conduce D_2 , por lo cual se aplica $-v_S$ a la carga, resultando $v_L = -v_S > 0$.

En este caso, por cada mitad del arrollamiento secundario circula corriente sólo en una mitad del ciclo, pero lo hace en sentidos opuestos y como ambos arrollamientos rodean a un mismo núcleo y son simétricos, el núcleo recibe un campo magnético alternativo que no produce magnetización neta permanente.

El punto medio del secundario puede utilizarse como masa circuital común entre el secundario y la carga.

A continuación, se realizará el estudio de este tipo de configuraciones con dos diodos, analizándolas con los dos tipos de diodos propuestos. Además, tal y como se hizo en la sección anterior, también se estudiarán las mismas configuraciones con un filtro integrador a la salida para obtener la señal en continua.

En la siguiente figura se ilustra el circuito de un rectificador de onda completa con filtro capacitivo.

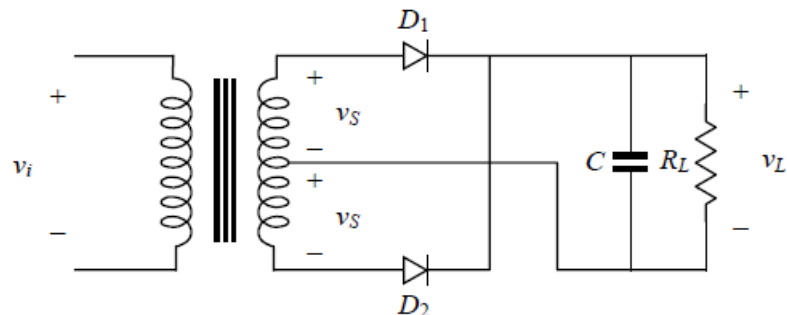


Figura 2.81 Rectificador de onda completa con filtro capacitivo [1].

El funcionamiento de este circuito, ilustrado en la siguiente figura, es enteramente similar al de media onda, con la única diferencia de que la caída exponencial (o su aproximación lineal) se encuentra con el pico negativo rectificado, en lugar de con el siguiente pico positivo.

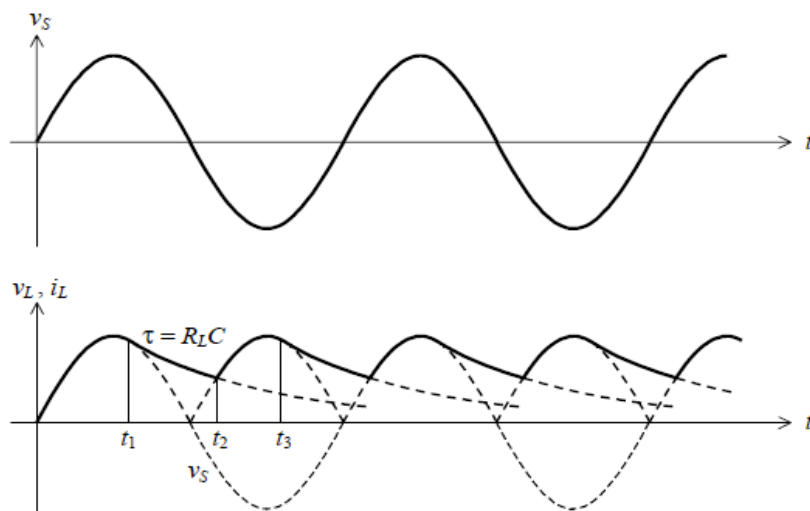


Figura 2.82 Formas de onda a la entrada (arriba) y a la salida (abajo) del rectificador [1].

Todas las conclusiones correspondientes al rectificador de media onda con filtro son cualitativamente aplicables a este caso. Puede observarse por simple inspección que para una misma constante de tiempo el rizado disminuye y el valor medio aumenta.

2.6.1 Rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820

A. Esquemático del rectificador de onda completa

El esquemático diseñado no es más que un rectificador de onda completa con dos diodos, compuesto por una fuente de excitación con un barrido de valores de potencia suficientemente amplio como para poder representar posteriormente un comportamiento estable del circuito, un transformador con punto medio en el secundario, los diodos HSMS-2820, una resistencia de 200 Ω , y un voltímetro en la carga.

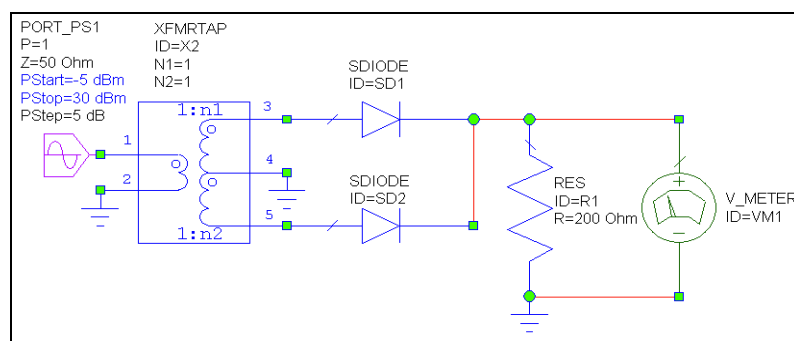


Figura 2.83 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.

A continuación, también se presenta el esquemático utilizado para representar las formas de onda obtenidas tras el filtro capacitivo. Por tanto, se incluye un condensador en paralelo con la resistencia de carga.

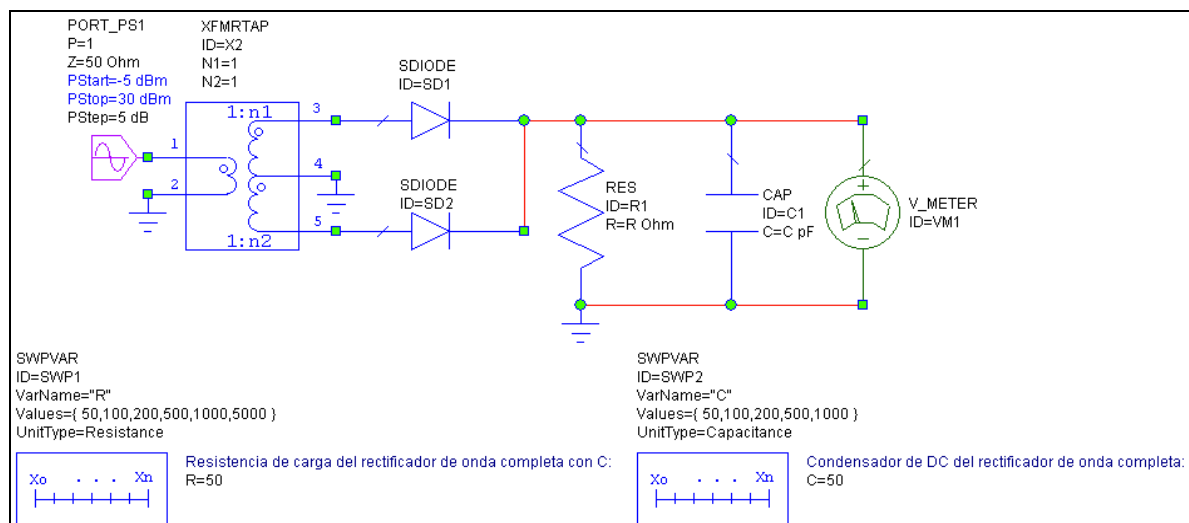


Figura 2.84 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820, con filtro capacitivo.

Además, se han añadido dos barridos de valores para los componentes del filtro. Así, la resistencia se probará para los valores de 50, 100, 200, 500, 1.000 y 5.000 Ω . Por otro lado, el condensador se probará para 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF.

B. Forma de onda rectificada

El primer resultado que se muestra es la forma de onda obtenida del rectificador anterior. En concreto, se realiza una comparación entre las ondas de tensión en los tres puntos más característicos del circuito.

Para ello, hemos fijado los valores medios de los componentes con los que se construirá el circuito final. Así, la resistencia de carga ha sido fijada a $200\ \Omega$ y el condensador del filtro a $100\ \text{pF}$. Además, la simulación ha sido ejecutada a una frecuencia de portadora de $1\ \text{GHz}$, como valor representativo de lo que podremos obtener después.

En la siguiente figura se observan los resultados. Nótese que la onda de entrada al circuito está en color rosa, la salida del circuito sin filtro en azul, y la salida tras el filtro capacitivo muestra el nivel de continua en color marrón. Se demuestra que si vemos la salida del circuito sin filtro, la forma de onda queda rectificada tanto para valores positivos de entrada como para valores negativos. Finalmente, cabe destacar que se obtiene un nivel de DC de $3,432\ \text{V}$, algo superior al valor medio de la señal de salida sin filtro.

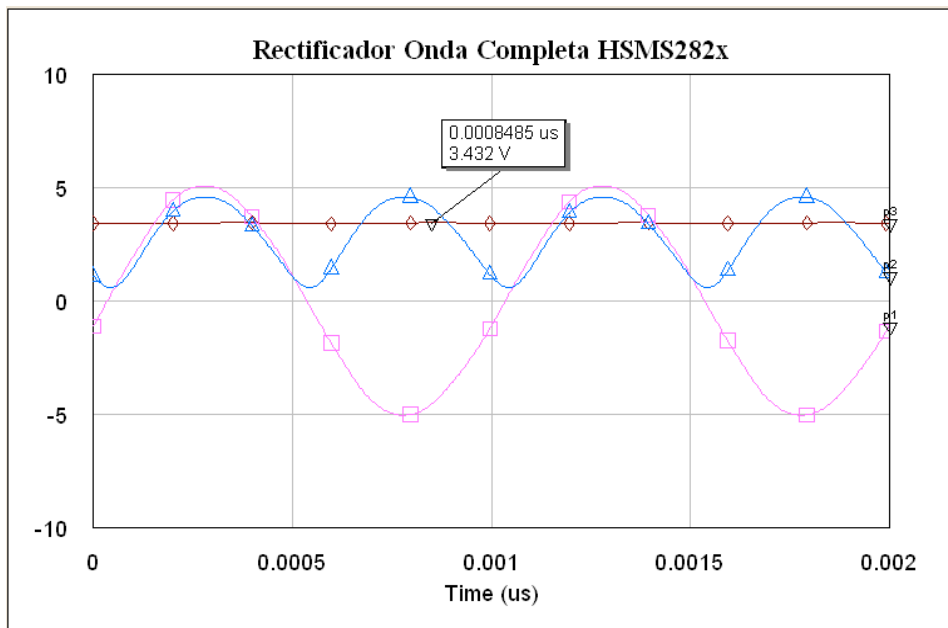


Figura 2.85 Resultados del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).

C. Comportamiento en frecuencia

Tras conseguir una primera visión del funcionamiento del rectificador de onda completa usando los diodos de barrera Schottky HSMS-2820, a continuación se van a representar las formas de onda obtenidas a las tres frecuencias que van a resultar de interés en el presente proyecto.

a) 900 MHz (Comunicaciones móviles)

En la siguiente figura se representan las señales a la salida del rectificador de onda completa en configuración de dos diodos sin filtro capacitivo (en color azul), y con el filtro (en color rosa). El comportamiento es similar al presentado anteriormente, pues el valor de frecuencia utilizado es muy cercano, y se han usado los mismos valores para los componentes. El nivel de continua se mantiene en 0,157 V.

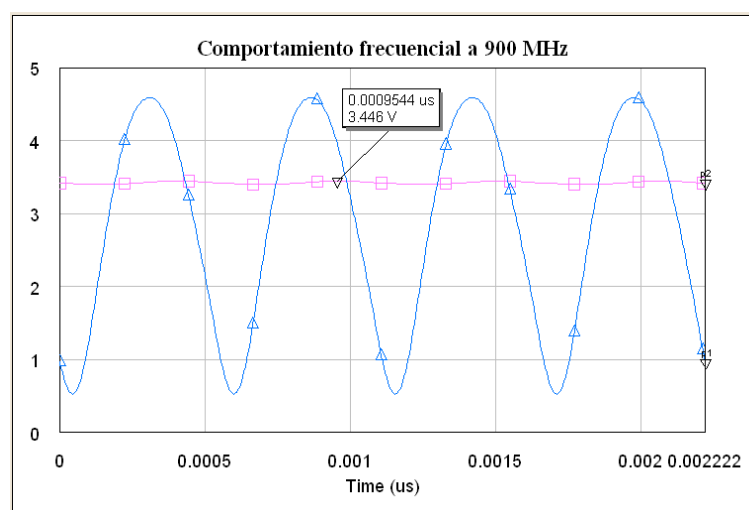


Figura 2.86 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 900 MHz.

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

La rectificación a 2 GHz muestra igualmente un resultado correcto que en el caso de 900 MHz. No obstante, el nivel de DC ha disminuido ligeramente.

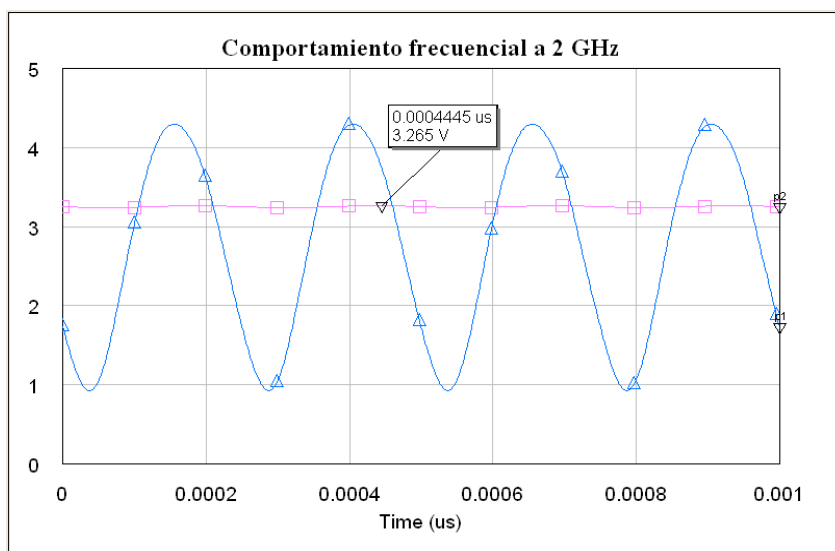


Figura 2.87 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 2 GHz.

c) 2,45 GHz (WiFi)

Finalmente, el resultado de las señales a 2,45 GHz se muestra en la siguiente figura, donde el principal cambios es de nuevo la disminución del nivel de DC a 0,07654 V. Por tanto, se puede concluir diciendo que a medida que aumenta la frecuencia de funcionamiento del circuito, no afecta prácticamente a la forma de onda rectificada, pero el nivel de continua disminuye levemente.

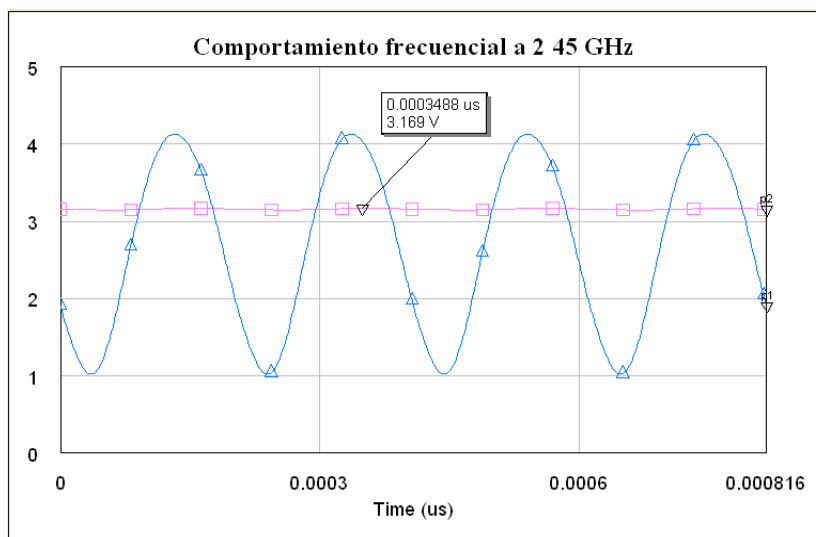


Figura 2.88 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 2,45 GHz.

D. Espectro

El siguiente resultado que se ha considerado de gran importancia es el espectro. Se ha simulado el circuito para una portadora de 1 GHz, y los mismos valores de 200 Ω y 100 pF. Los resultados se muestran en la siguiente figura.

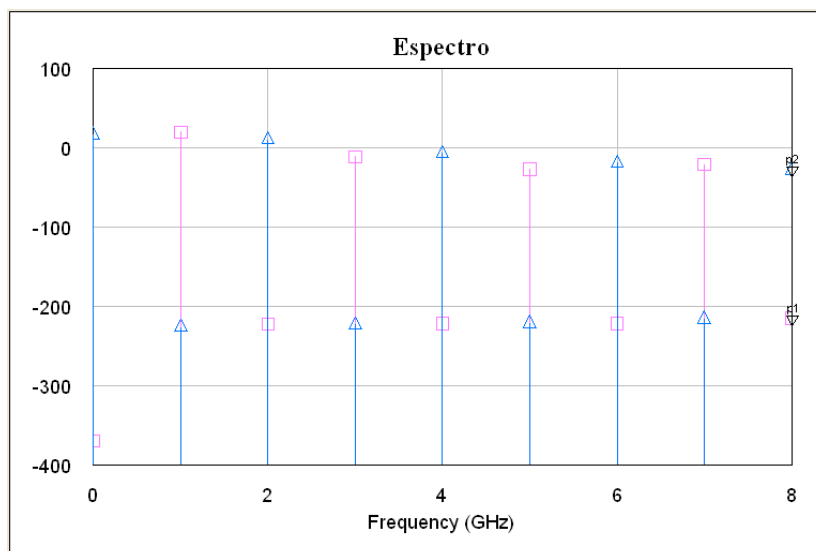


Figura 2.89 Espectro obtenido del rectificador de onda completa sin filtro usando diodos HSMS-2820.

En rosa se presenta el espectro a la entrada del circuito, y en azul a la salida del rectificador sin filtro. Se comprueba que aumenta el nivel de continua a la salida (componente en 0 Hz), la potencia de la portadora disminuye con mayores pérdidas que en el caso de los rectificadores de media onda, y aparece un pequeño armónico al doble de la frecuencia de portadora. Con lo cual, el funcionamiento del rectificador es correcto en términos de frecuencia y armónicos.

E. Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)

Otra simulación que muestra la conversión de potencia a voltaje que se produce en el rectificador es la siguiente. En ella se observa en el eje x la potencia de excitación del circuito, y en el eje y el nivel de tensión de continua obtenido.

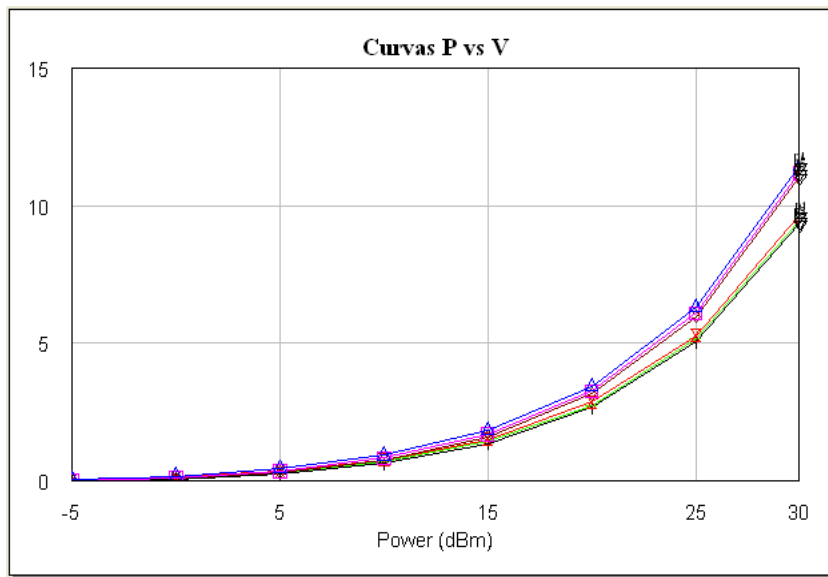


Figura 2.90 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.

Así, se puede decir que a medida que aumenta la potencia en RF con la que se excita el circuito, mayor es el nivel de tensión en continua a la salida. En concreto, el crecimiento es exponencial. Ocurre lo mismo que con los rectificadores de media onda, pero menos pronunciado. Las tres curvas superiores de la gráfica son para el circuito con el filtro, y las tres inferiores sin filtro, por lo que se demuestra que el condensador aprovecha más potencia obteniendo voltajes mayores para mismos niveles de potencia.

Por último, cabe comentar que la variación en la frecuencia casi no influye. Se observa mejor en las curvas del circuito sin filtro, donde la línea roja se ha obtenido a 900 MHz, la verde a 2 GHz y la marrón a 2,45 GHz. Por tanto, si aumenta la frecuencia, disminuye la tensión de salida, aunque mínimamente para los escenarios que se tratan en el proyecto.

A continuación, se estudia la variabilidad de los parámetros del circuito, como son la resistencia en la carga y el condensador que forman el filtro integrador a la salida.

a) Efecto del condensador (C)

Aunque no se aprecia claramente, en la siguiente gráfica se presentan cinco curvas para cinco valores diferentes del condensador. Para ello, se ha realizado un barrido para valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF, todos ellos simulados a 1 GHz y para una carga de 200 Ω .

Como se puede observar, los resultados no varían para ningún caso, por lo que se puede concluir diciendo que el efecto del condensador a la hora de transformar la potencia de entrada en nivel de DC a la salida es inapreciable.

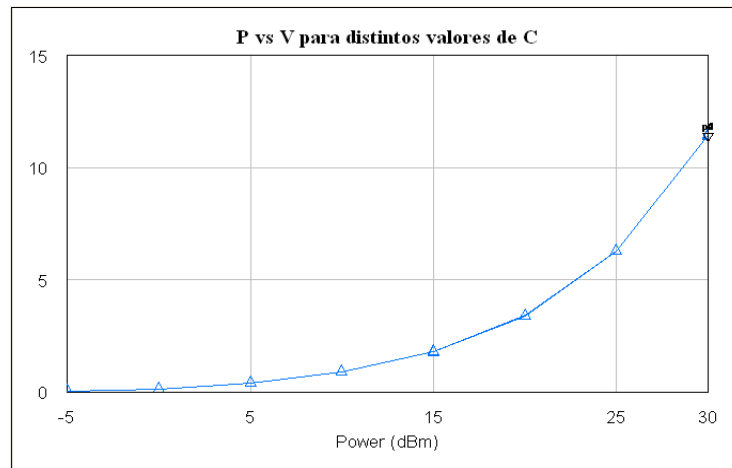


Figura 2.91 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 para distintos valores de C.

b) Efecto de la carga (R)

El efecto de la resistencia de carga se estudia bajo las mismas condiciones que el efecto del condensador, salvo porque dicho componente se fija a 100 pF, y la resistencia se prueba para valores de 50, 100, 200, 500, 1.000 y 5.000 Ω .

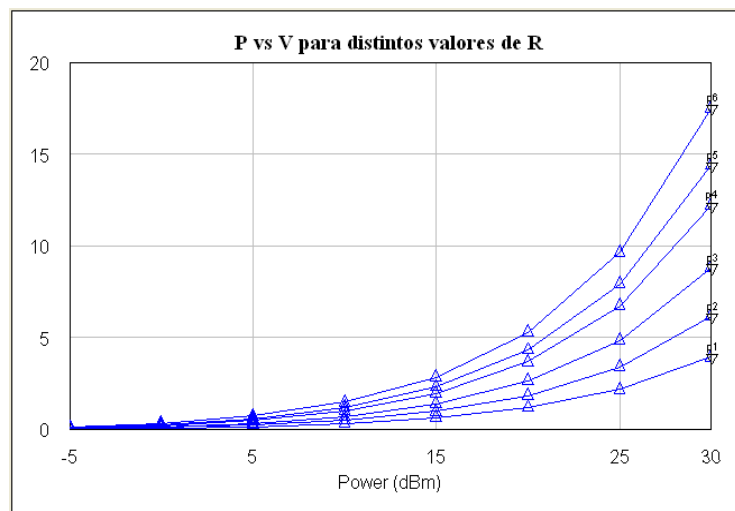


Figura 2.92 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 para distintos valores de R.

En la gráfica se observa que si aumenta la resistencia, aumenta la tensión para mayores niveles de potencia de excitación. Así, para los valores que se usarán realmente, desde -5 hasta 10 dBm aproximadamente, no se aprecia mucha diferencia. Pero, a partir de los 15 dBm las diferencias se acentúan considerablemente.

Las conclusiones finales que podríamos sacar del rectificador de onda completa utilizando dos diodos HSMS-2820 son que obtenemos mejores rectificaciones, y mayores niveles de DC debido a que la rectificación es completa.

F. Simulaciones *Load-Pull*

El proceso a seguir será analizar primero el circuito sin filtro integrador a la salida, estudiando sus formas de onda resultantes y calculando su coeficiente de reflexión óptimo. Después se hará lo mismo para el circuito con filtro. Finalmente, se mostrarán los resultados más importantes del sistema final, como se ha ido haciendo con los modelos anteriores, pudiendo comprobar el efecto de este tipo de simulaciones.

a) Esquemático y resultados del rectificador sin filtro

El esquemático inicial de las simulaciones *Load-Pull* es el mismo que el rectificador de onda completa con una resistencia en la carga pero, añadiendo el elemento *HBTuner*, como se muestra en la siguiente figura.

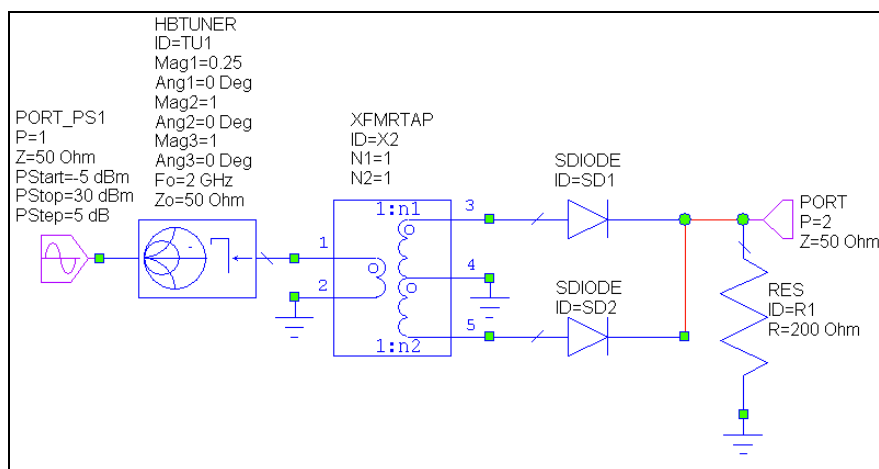


Figura 2.93 Esquemático del rectificador de onda completa con *HBTuner* usando diodos HSMS-2820.

Se muestran los resultados simulados a 2 GHz, que se tomarán como representativos de las otras dos frecuencias de 900 MHz y 2,45 GHz.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida con las simulaciones *Load-Pull* del rectificador sin filtro a la salida. Las curvas representan los distintos niveles del coeficiente de reflexión. Todas tienen en común el valor de su centro, que se corresponderá con el valor del coeficiente de reflexión óptimo buscado, en este caso tiene un módulo de 0,25 y una fase de 0°, como muestra el marcador de la gráfica.

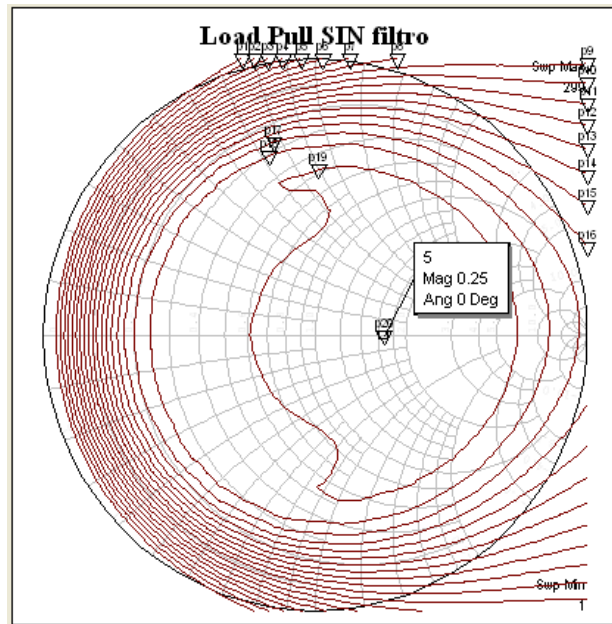


Figura 2.94 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.25 y fase de 0.

b) Rectificación de media onda sin filtro

Para ver si la modificación incluida en el circuito anterior del coeficiente de reflexión influye en su comportamiento, se representan a continuación sus formas de onda.

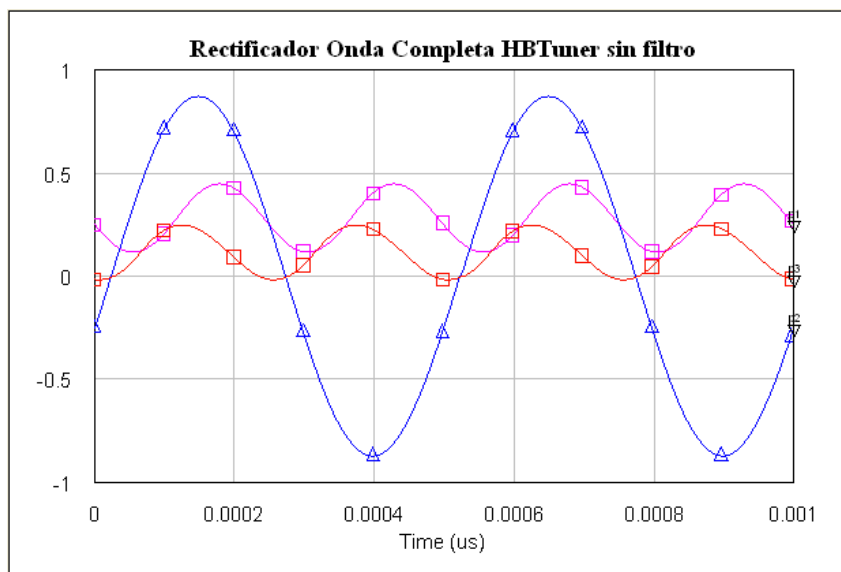


Figura 2.95 Rectificación de onda completa sin filtro:
entrada en azul, salida en rosa, salida *load-pull* en rojo.

En color azul se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda sin filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión.

Se observa que hay más pérdidas en este caso y un desfase distinto entre la entrada y la salida. No obstante, ese desfase no nos influirá en nuestro sistema. Lo realmente

importante aquí es observar que se mantiene la misma señal, aunque con más pérdidas pero sin llegar a ser críticas.

c) Esquemático y resultados del rectificador con filtro

El esquemático del rectificador de media onda con filtro es exactamente el mismo que el anterior pero incluyendo el condensador de 100 pF a la salida.

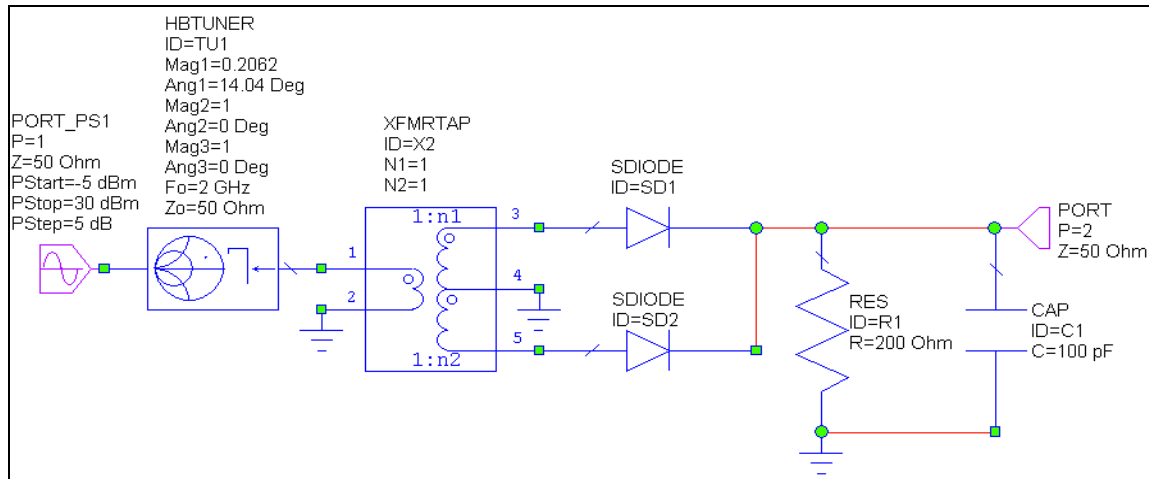


Figura 2.96 Esquemático del rectificador de onda completa con *HBTuner* y filtro usando diodos HSMS-2820.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida. El valor del coeficiente de reflexión óptimo obtenido en este caso tiene un módulo de 0,2062 y un ángulo de 14,04°, como muestra el marcador de la gráfica, el cual es exactamente el mismo que en el caso del rectificador de media onda usan el otro tipo de diodo.

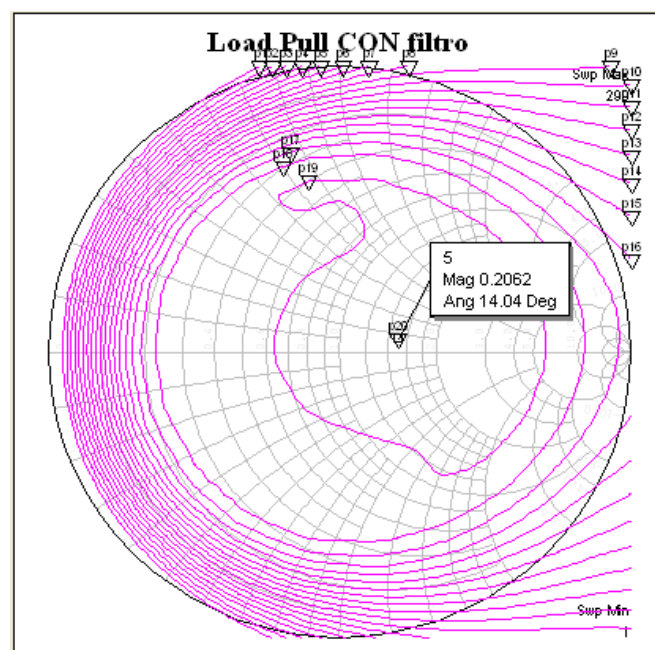


Figura 2.97 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.2062 y fase de 14.04.

d) Rectificación de media onda con filtro

Las formas de onda en este caso muestran las diferencias en los niveles de DC para los circuitos con y sin filtro capacitivo.

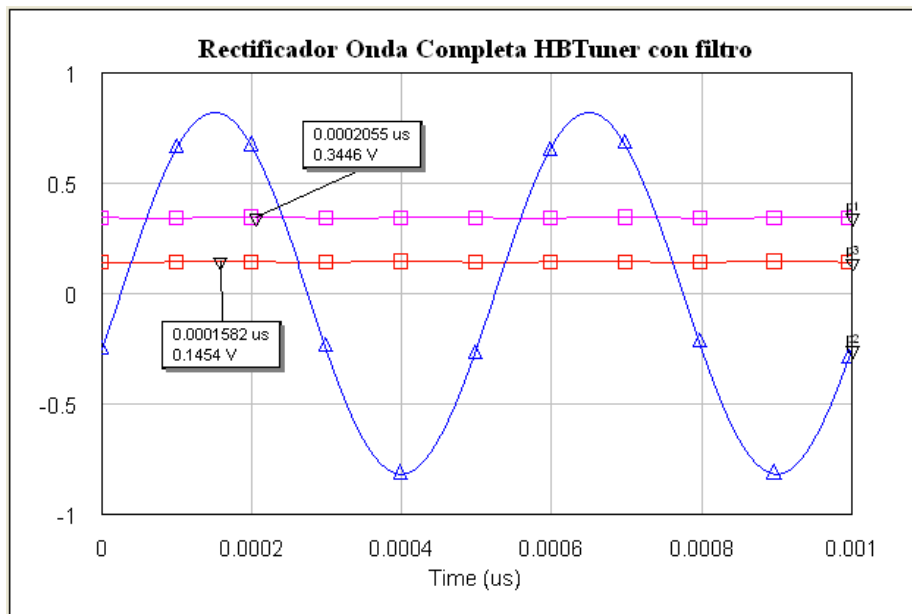


Figura 2.98 Rectificación de onda completa con filtro:
entrada en azul, salida original en rosa y *load-pull* en rojo.

En color azul se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda con filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión. Merece la pena destacar que los resultados de estas simulaciones producen un nivel ligeramente inferior que los resultados originales. En concreto, se pasa de obtener un nivel de 0,3347 V a obtener un nivel de DC de 0,1642 V, algo menos de la mitad.

e) Otros resultados

Para finalizar con los resultados de las simulaciones *Load-Pull*, se analizarán otras gráficas igualmente importantes, como son las variaciones en frecuencia de la potencia y la tensión, sus relaciones, y el espectro del sistema final.

i) Potencia total.

La potencia total a la salida del rectificador a lo largo del rango de frecuencias utilizado se mantiene constante, como se muestra en la siguiente figura, donde la potencia de excitación en ambas curvas es de 5 dBm. En los dos casos se obtienen los mismos resultados. El detalle que sí se repite en ambos casos es que, al alcanzar los 2,95 GHz, la potencia sufre una caída muy abrupta, aunque no afecta a las aplicaciones que ocupan el presente proyecto.

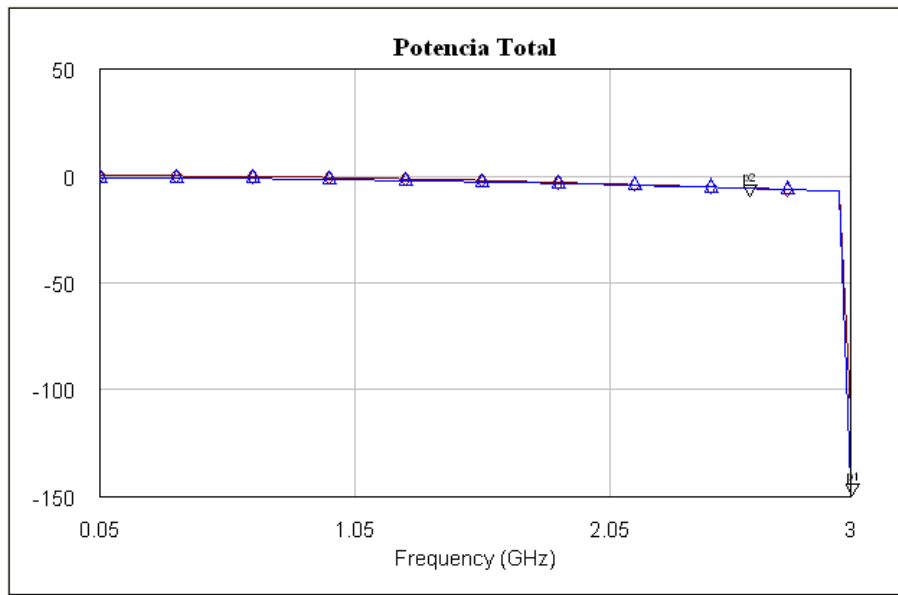


Figura 2.99 Potencia a salida del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 (con filtro en marrón, sin filtro en azul).

ii) Tensión.

El nivel de voltaje disminuye de forma casi lineal a medida que aumenta la frecuencia, como muestra la siguiente figura. La tensión a la salida del circuito es superior si se utiliza el filtro capacitivo, y deja de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz.

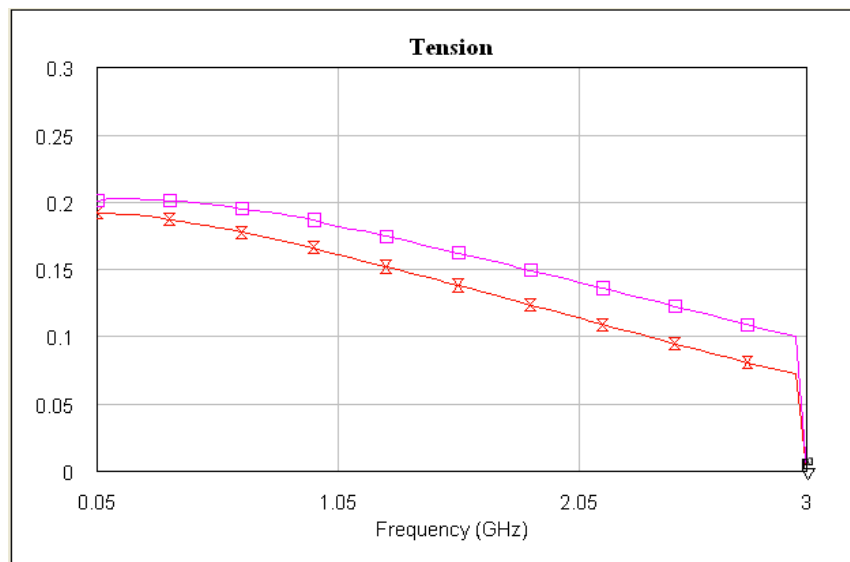


Figura 2.100 Voltaje a salida del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 (con filtro en rosa, sin filtro en rojo).

iii)P-V.

En las curvas de transformación P-V, como cabía esperar, a medida que aumenta la frecuencia, se obtienen menores niveles de tensión para los mismos valores de potencia.

Además, el filtro mejora los resultados, como se ha ido demostrando en figuras anteriores.

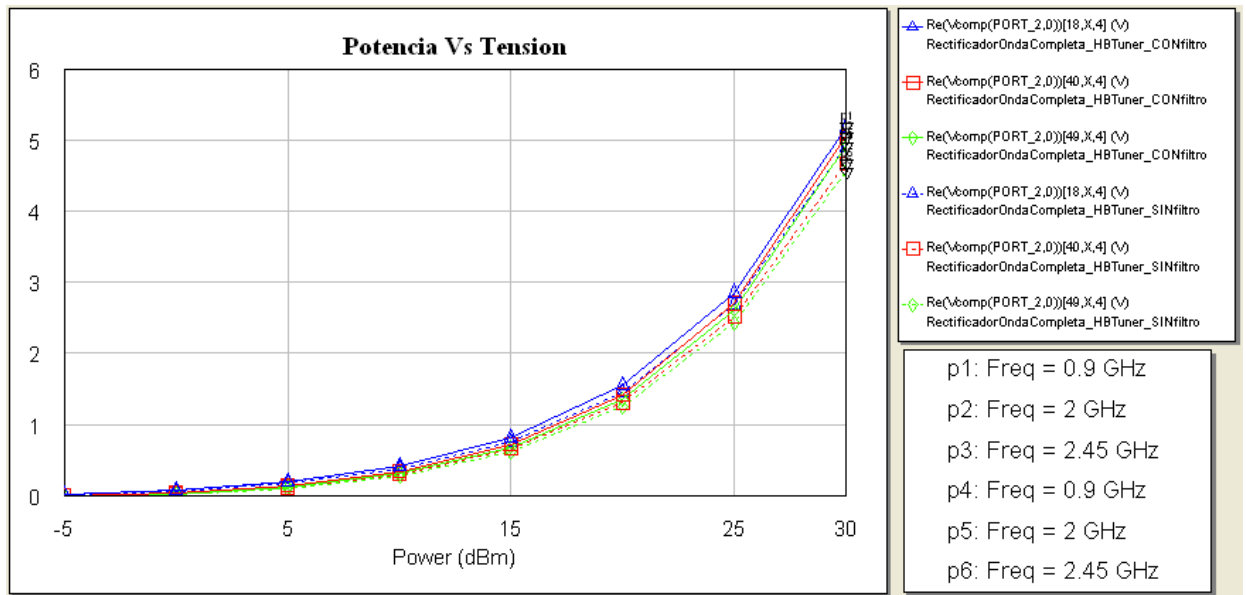


Figura 2.101 Curvas de transformación P-V del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.

iv) Espectro.

El espectro obtenido en este caso muestra en rosa los resultados del rectificador sin filtro, y en azul con filtro. La gráfica ilustra que el rectificador sin filtro obtiene a su salida la señal al doble de la frecuencia de portadora de 2 GHz, además de la componente continua. En cambio, tras el filtro, sólo se obtiene la componente en DC de la señal, como era de esperar tras un filtro integrador. El resto de armónicos son muy inferiores porque están cortocircuitados en los esquemáticos mediante los dispositivos *HBTuner*.

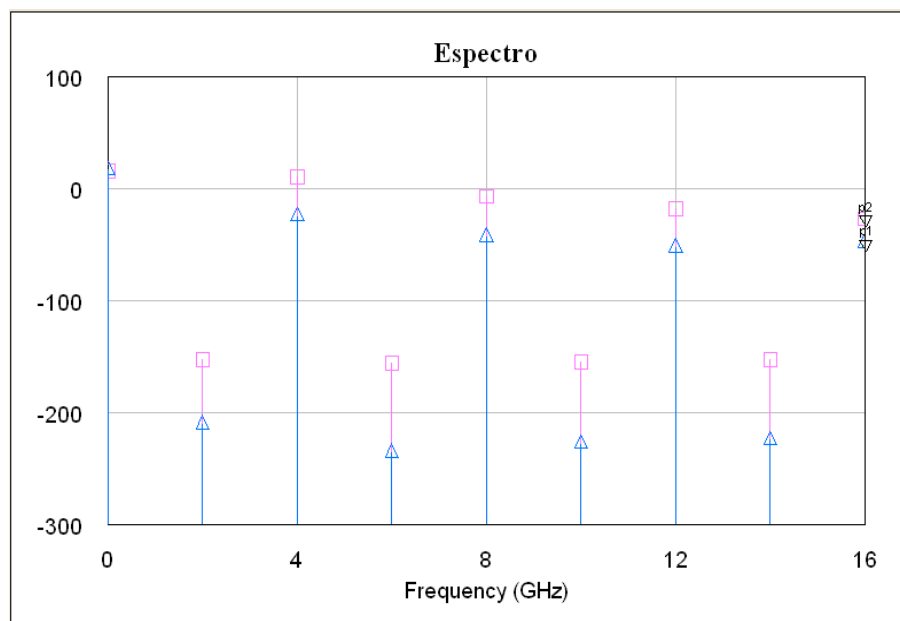


Figura 2.102 Espectro a la salida del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 (sin filtro en rosa, con filtro en azul).

G. Diseño del *layout*

A continuación, se presentará el diseño del circuito rectificador de onda completa final, usando los dos diodos HSMS-2820, y su *layout* correspondiente, a partir del cual se procederá a su fabricación. Finalmente, se mostrarán las principales señales del diseño real, comprobando su funcionamiento y analizando las diferencias que puedan aparecer.

a) Esquemático para realización del *layout*

En la siguiente figura se presenta el *layout* utilizado para el diseño final del rectificador de onda completa.

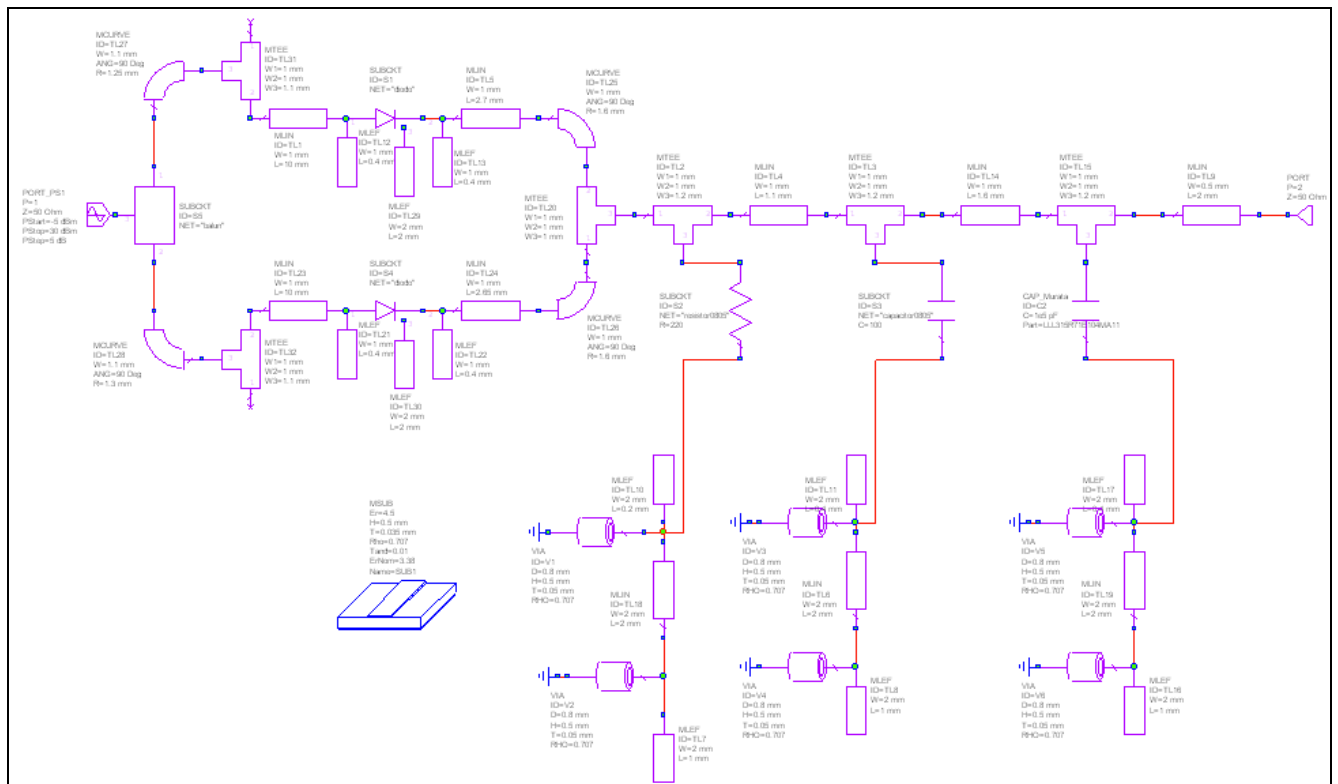
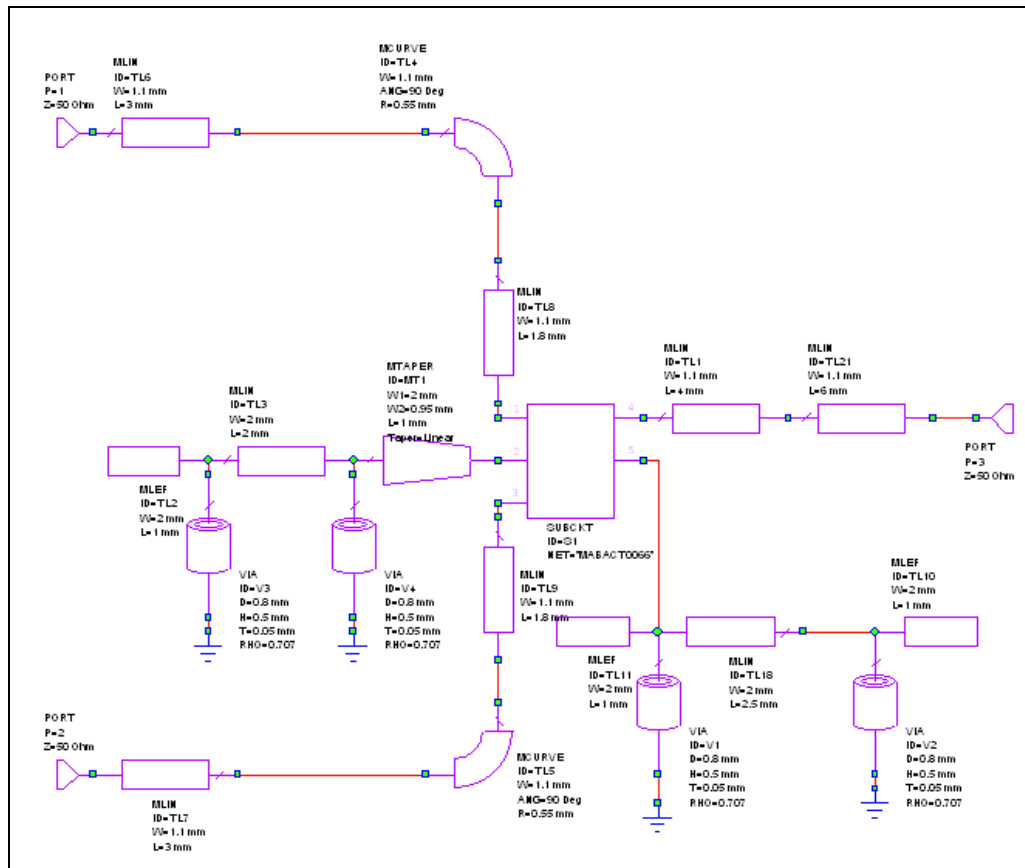


Figura 2.103 *Layout* del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820.

Básicamente, se trata del mismo *layout* que el utilizado para el diodo HSMS-2820, pero variando las longitudes de las líneas de transmisión, para que se obtengan los mejores resultados para estas nuevas condiciones. Además, se ha introducido otro diodo en paralelo al primero, y el transformador, o circuito *balun* que transforma la entrada no balanceada en salida balanceada, entre el puerto de entrada y los dos diodos.



En el anterior *layout* se presenta otro subcircuito nombrado por su número de modelo *MABACT0066*, y se trata del transformador interno, que se muestra en la siguiente figura.

b) Prototipo final

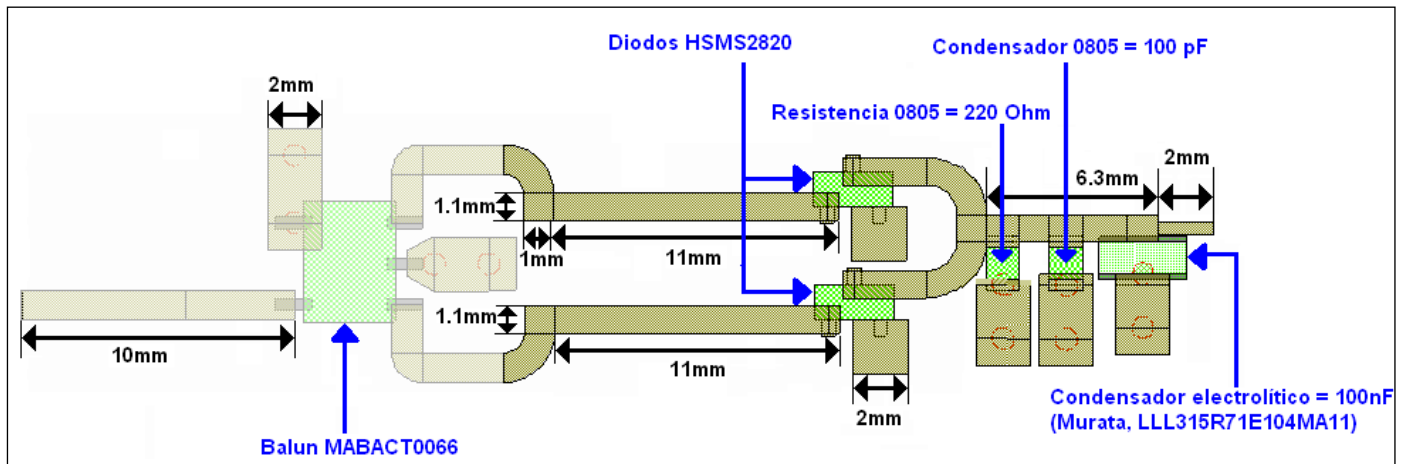


Figura 2.106 Prototipo final del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 entregado a fabricación.

El sustrato utilizado es el FR-4 ($\epsilon_r = 4.5$, $H = 0.5\text{mm}$, $T = 0.035\text{mm}$, $Rho = 0.707$, $Tand = 0.01$), los encapsulados necesarios, tal y como se ha mostrado anteriormente, son:

- 2 diodos HSMS2820
- 1 resistencia 0805 de 220 Ohm
- 1 condensador 0805 de 100 pF
- 1 condensador electrolítico de 100 nF

Las perforaciones a tierra se marcan con círculos rojos.

c) Rectificación de media onda del *layout*

Las formas de onda obtenidas del circuito se ilustran en la figura siguiente. En color verde se presenta la entrada al circuito, en color negro la salida rectificada medida en la resistencia de carga, y en color rojo el nivel de DC que se obtiene a la salida final del circuito.

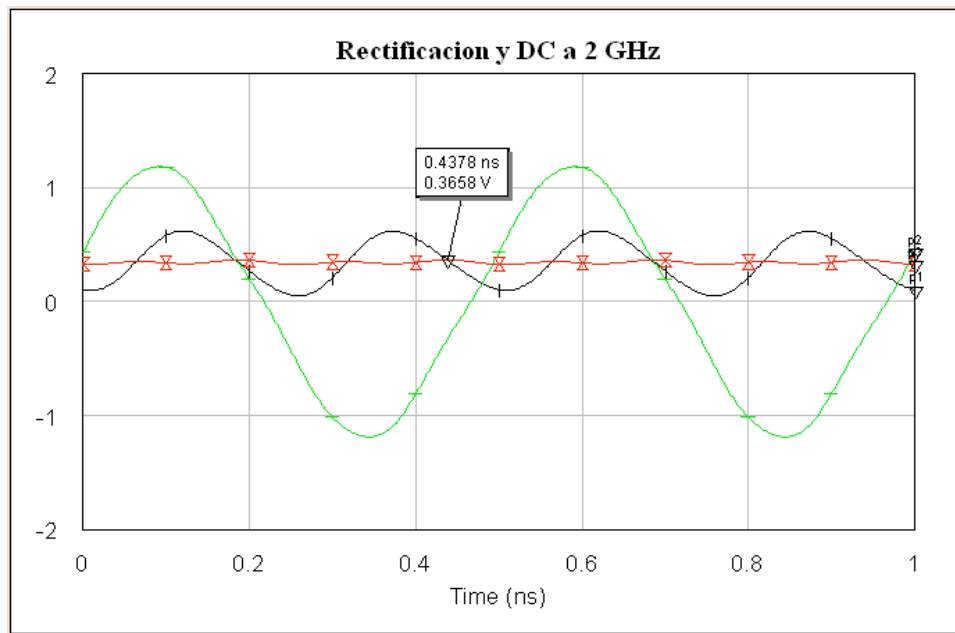


Figura 2.107 Resultados del *layout* del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 (señal de entrada en verde, salida rectificada en rojo, salida final del filtro en negro).

Se observa que la forma rectificada es correcta, ya que mantiene la misma señal que la entrada para valores positivos. Para valores negativos, su valor se invierte creando la rectificación completa. Finalmente, el valor de DC es de 0,3658 V, del mismo orden que los obtenidos en anteriores apartados.

2.6.2 Rectificador de onda completa con diodo MA4E1317

A. Esquemático del rectificador de onda completa

El esquemático diseñado no es más que un rectificador de onda completa con dos diodos, compuesto por: una fuente de excitación con un barrido de valores de potencia suficientemente amplio como para poder representar posteriormente un comportamiento estable del circuito, un transformador con punto medio en el secundario, los diodos MA4E1317, una resistencia de 50 Ω , y un voltímetro en la carga.

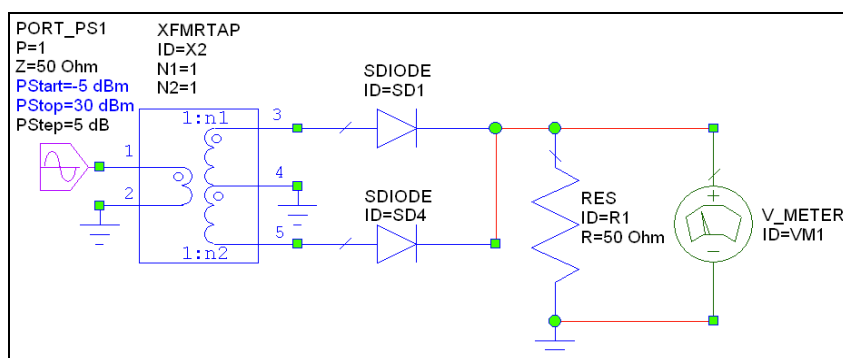


Figura 2.108 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.

A continuación, también se presenta el esquemático utilizado para representar las formas de onda obtenidas tras el filtro capacitivo. Por tanto, se incluye un condensador en paralelo con la resistencia de carga.

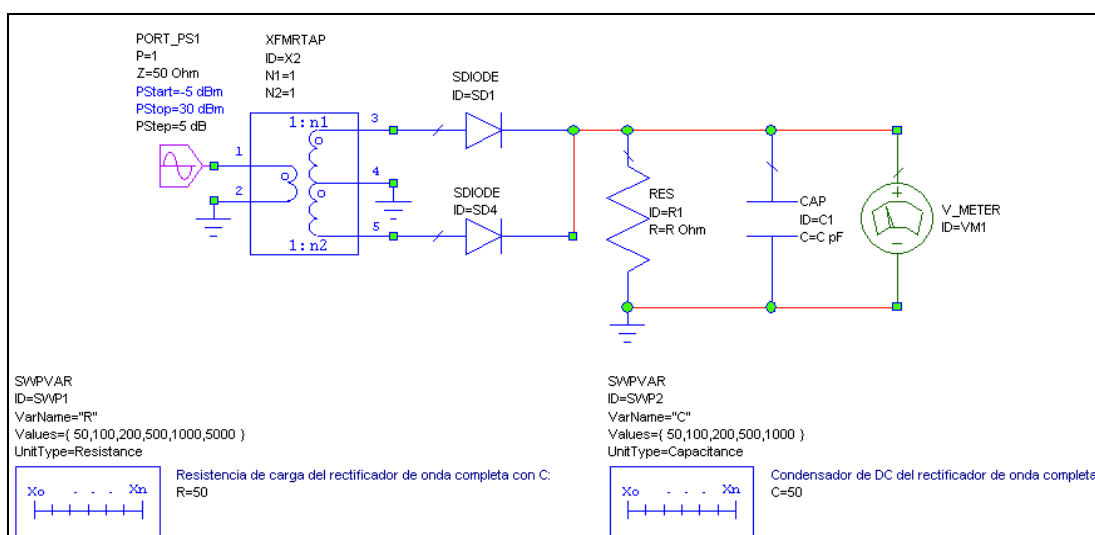


Figura 2.109 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317, con filtro capacitivo.

Además, se han añadido dos barridos de valores para los componentes del filtro. Así, la resistencia se probará para los valores de 50, 100, 200, 500, 1.000 y 5.000 Ω . Por otro lado, el condensador se probará para 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF.

B. Forma de onda rectificada

El primer resultado que se muestra es la forma de onda obtenida del rectificador anterior. En concreto, se realiza una comparación entre las ondas de tensión en los tres puntos más característicos del circuito.

Para ello, hemos fijado los valores medios de los componentes con los que se construirá el circuito final. Así, la resistencia de carga ha sido fijada a $200\ \Omega$ y el condensador del filtro a $100\ \text{pF}$. Además, la simulación ha sido ejecutada a una frecuencia de portadora de $1\ \text{GHz}$, como valor representativo de lo que podremos obtener después.

En la siguiente figura se observan los resultados. Nótese que la onda de entrada al circuito está en color rosa, la salida del circuito sin filtro en azul, y la salida tras el filtro capacitivo muestra el nivel de continua en color marrón. Se demuestra que si vemos la salida del circuito sin filtro, la forma de onda queda rectificada tanto para valores positivos de entrada como para valores negativos. Finalmente, cabe destacar que se obtiene un nivel de DC de $0,1531\ \text{V}$, muy cercano al valor medio de la señal de salida sin filtro.

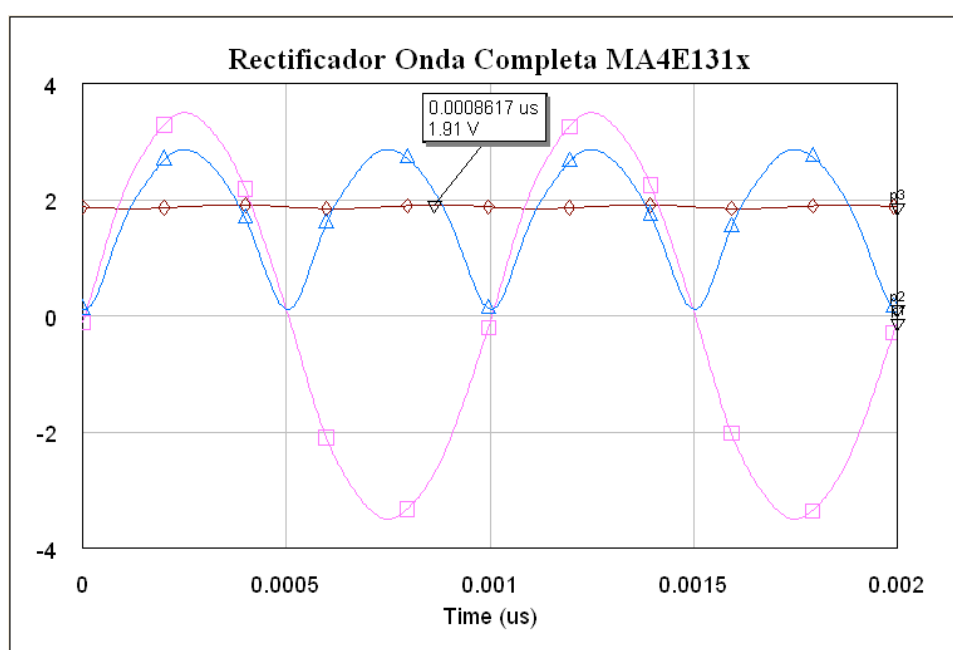


Figura 2.110 Resultados del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).

C. Comportamiento en frecuencia

Tras conseguir una primera visión del funcionamiento del rectificador de onda completa usando los diodos de barrera Schottky MA4E1317, a continuación se van a representar las formas de onda obtenidas a las tres frecuencias que van a resultar de interés en el presente proyecto.

a) 900 MHz (Comunicaciones móviles)

En la siguiente figura se representan las señales a la salida del rectificador de onda completa en configuración de dos diodos sin filtro capacitivo (en color azul), y con el filtro (en color rosa). El comportamiento es similar al presentado anteriormente, pues el valor de frecuencia utilizado es muy cercano, y se han usado los mismos valores para los componentes. El nivel de continua se mantiene en 1,914 V.

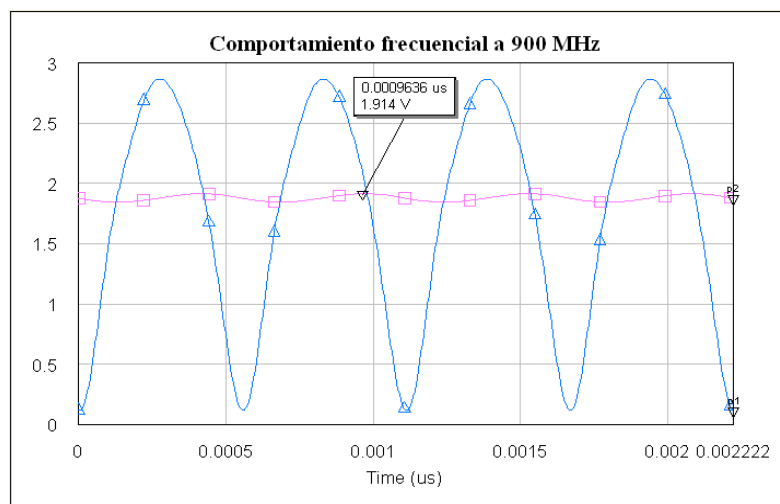


Figura 2.111 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 900 MHz.

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

El resultado que se obtiene a 2 GHz muestra una rectificación igualmente correcta que en el caso de 900 MHz. No obstante, el nivel de DC ha disminuido ligeramente, puesto que se ha quedado en 1,89 V.

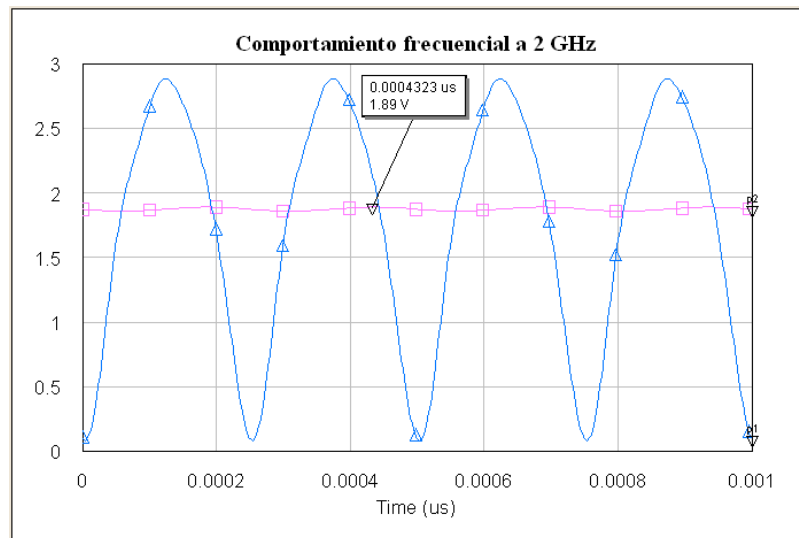


Figura 2.112 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 2 GHz.

c) 2,45 GHz (WiFi)

Finalmente, el resultado de las señales a 2,45 GHz se muestra en la siguiente figura, donde el principal cambios es de nuevo la disminución del nivel de DC a 1,884 V. Por tanto, se puede concluir diciendo que a medida que aumenta la frecuencia de funcionamiento del circuito, no afecta demasiado a la forma de onda rectificada, pero el nivel de continua disminuye su valor.

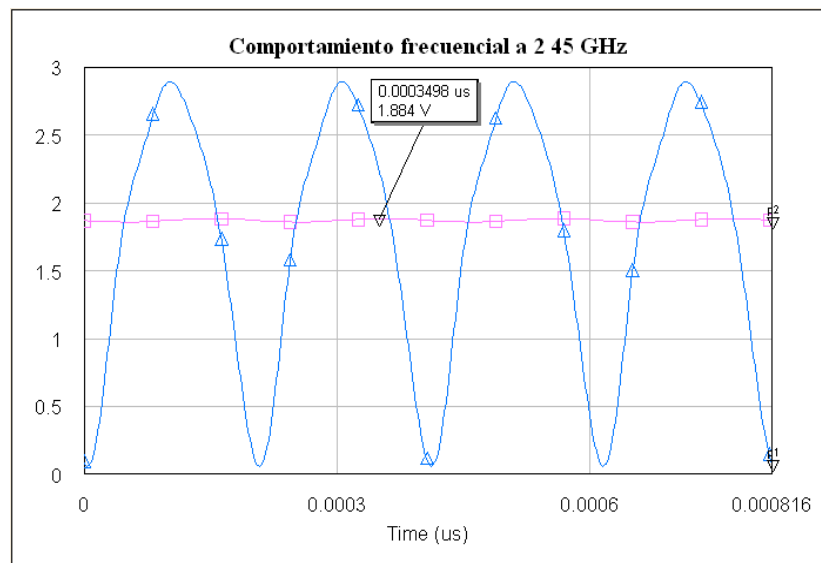


Figura 2.113 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 2,45 GHz.

D. Espectro

El siguiente resultado que se ha considerado de gran importancia es el espectro. Se ha simulado el circuito para una portadora de 1 GHz, y los mismos valores de 200 Ω y 100 pF. Los resultados se muestran en la siguiente figura.

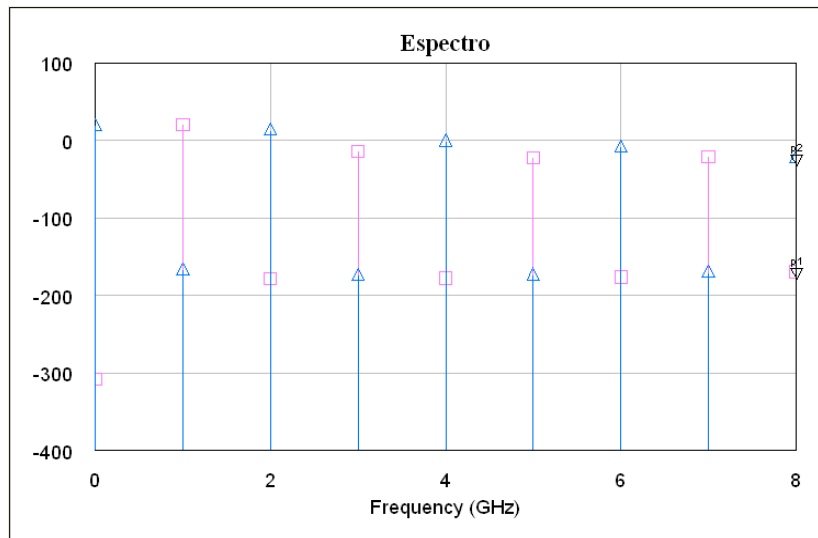


Figura 2.114 Espectro obtenido del rectificador de onda completa sin filtro usando diodos MA4E1317.

En rosa se presenta el espectro a la entrada del circuito, y en azul a la salida del rectificador sin filtro. Se comprueba que aumenta el nivel de continua a la salida (componente en 0 Hz), la potencia de la portadora disminuye con mayores pérdidas que en el caso de los rectificadores de media onda, y aparece un pequeño armónico al doble de la frecuencia de portadora. Con lo cual, el funcionamiento del rectificador es correcto en términos de frecuencia y armónicos.

E. Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)

Otra simulación que muestra la conversión de potencia a voltaje que se produce en el rectificador es la siguiente. En ella se observa en el eje x la potencia de excitación del circuito, y en el eje y el nivel de tensión de continua obtenido.

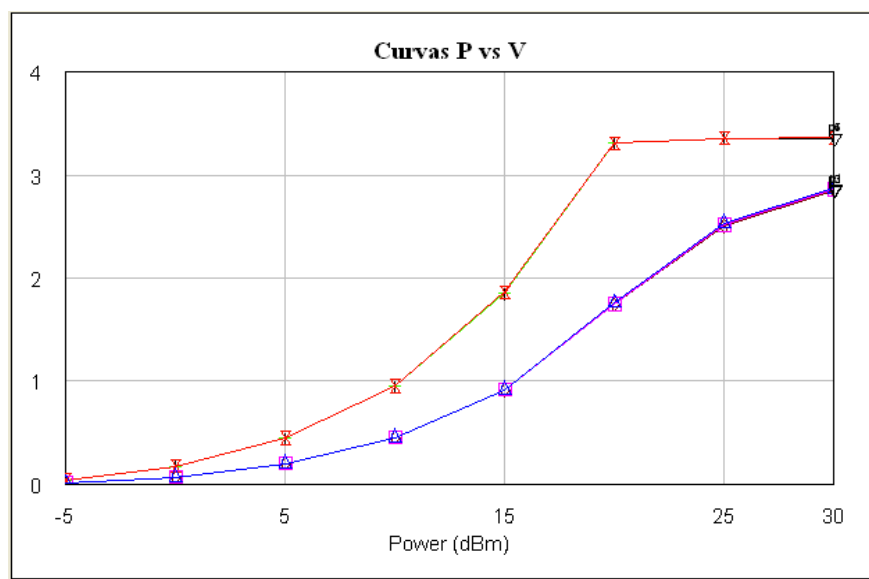


Figura 2.115 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.

Así, se puede decir que a medida que aumenta la potencia en RF con la que se excita el circuito, mayor es el nivel de tensión en continua a la salida. En concreto, el crecimiento es exponencial. Las tres curvas superiores de la gráfica son para el circuito con el filtro, y las tres inferiores sin filtro, por lo que se demuestra que el condensador aprovecha más potencia obteniendo voltajes mayores para mismos niveles de potencia. Por último, cabe comentar que la variación en la frecuencia prácticamente no influye.

A continuación, se estudia la variabilidad de los parámetros del circuito, como son la resistencia en la carga y el condensador que forman el filtro integrador a la salida.

a) Efecto del condensador (C)

Aunque no se aprecia claramente, en la siguiente gráfica se presentan cinco curvas para cinco valores diferentes del condensador. Para ello, se ha realizado un barrido para valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF, todos ellos simulados a 1 GHz y para una carga de 200 Ω .

Como se puede observar, los resultados no varían para ningún caso, por lo que se puede concluir diciendo que el efecto del condensador a la hora de transformar la potencia de entrada en nivel de DC a la salida es inapreciable.

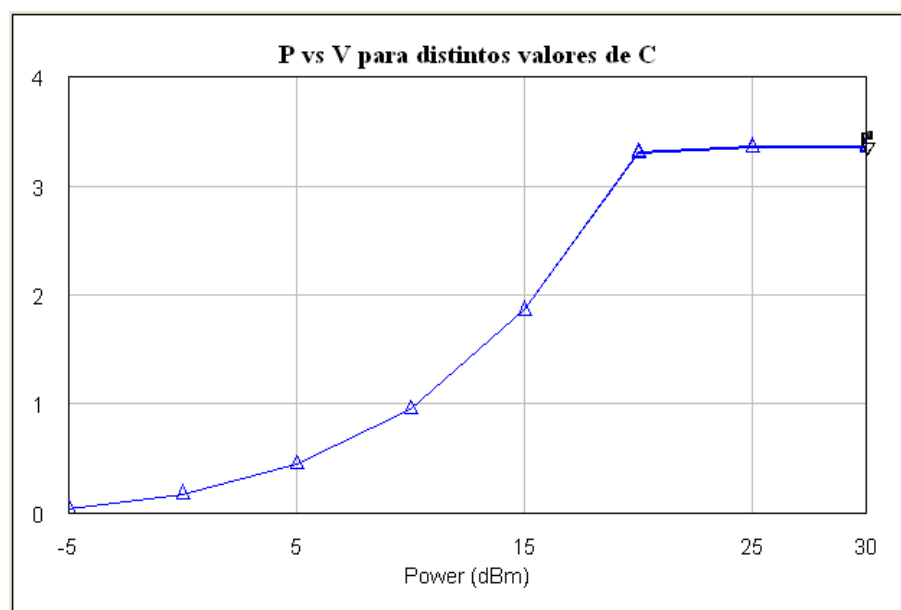


Figura 2.116 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317 para distintos valores de C.

b) Efecto de la carga (R)

El efecto de la resistencia de carga se estudia bajo las mismas condiciones que el efecto del condensador, salvo porque dicho componente se fija a 100 pF, y la resistencia se prueba para valores de 50, 100, 200, 500, 1.000 y 5.000 Ω .

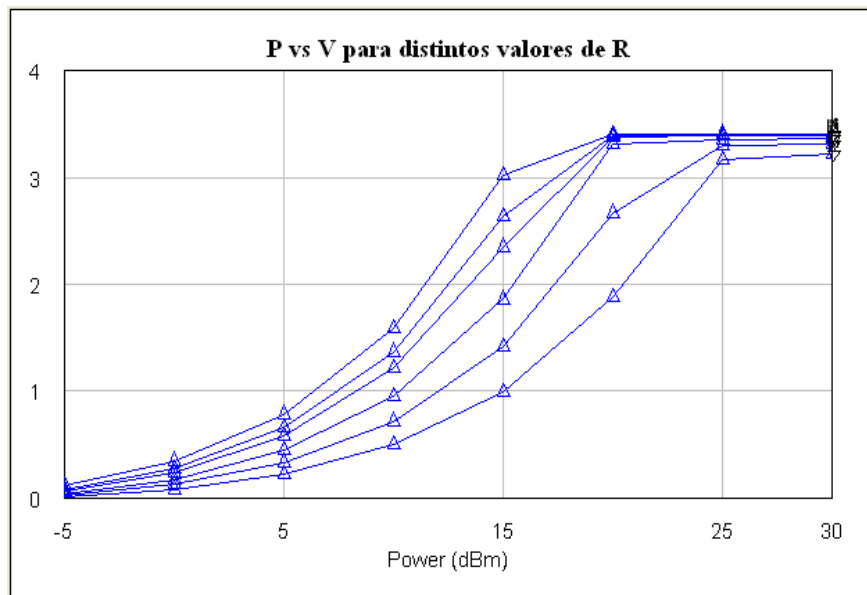


Figura 2.117 Curvas P-V del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317 para distintos valores de R.

En la gráfica se observa que si aumenta la resistencia, aumenta la tensión para mayores niveles de potencia de excitación. Así, para los valores que se usarán realmente, desde -5 hasta 5 dBm aproximadamente, no se aprecia mucha diferencia. Pero, a partir de los 10 dBm las diferencias se acentúan considerablemente, hasta alcanzar los 25 dBm, donde se igualan todos los niveles alrededor del valor de 3,3 V.

F. Simulaciones *Load-Pull*

El proceso a seguir será analizar primero el circuito sin filtro integrador a la salida, estudiando sus formas de onda resultantes y calculando su coeficiente de reflexión óptimo. Después se hará lo mismo para el circuito con filtro. Finalmente, se mostrarán los resultados más importantes del sistema final, como se ha ido haciendo con los modelos anteriores, pudiendo comprobar el efecto de este tipo de simulaciones.

a) Esquemático y resultados del rectificador sin filtro

El esquemático inicial de las simulaciones *Load-Pull* es el mismo que el rectificador de onda completa con una resistencia en la carga, pero añadiendo el elemento *HBTuner*, como se muestra en la siguiente figura.

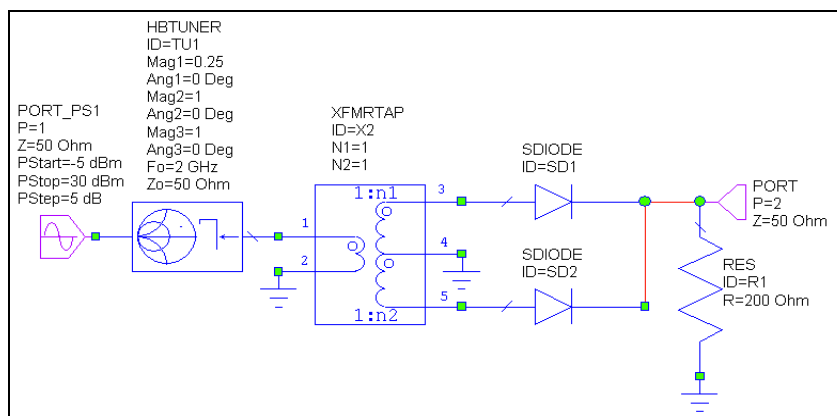


Figura 2.118 Esquemático del rectificador de onda completa con *HBTuner* usando diodos MA4E1317.

Se muestran los resultados simulados a 2 GHz, que se tomarán como representativos de las otras dos frecuencias de 900 MHz y 2,45 GHz.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida con las simulaciones *Load-Pull* del rectificador sin filtro a la salida. Las curvas representan los distintos niveles del coeficiente de reflexión. Todas tienen en común el valor de su centro, que se corresponderá con el valor del coeficiente de reflexión óptimo buscado, en este caso tiene un módulo de 0,25 y una fase de casi 0°, como muestra el marcador de la gráfica, exactamente los mismos valores que con el otro tipo de diodo.

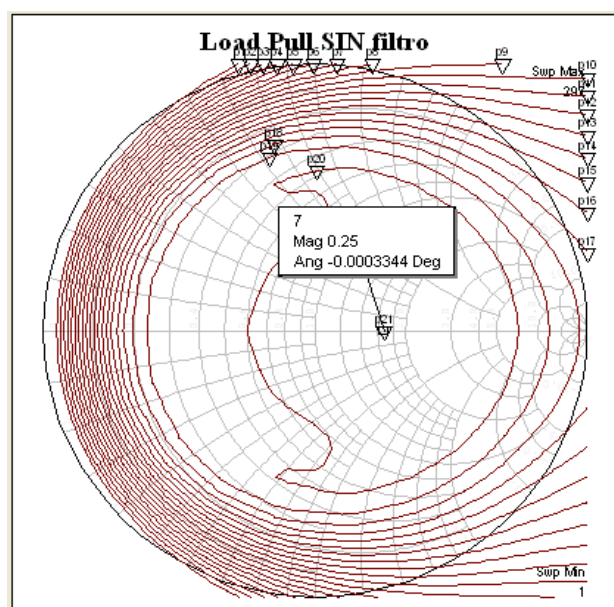


Figura 2.119 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.25 y fase de 0.

b) Rectificación de media onda sin filtro

Para ver si la modificación incluida en el circuito anterior del coeficiente de reflexión influye en su comportamiento, se representan a continuación sus formas de onda.

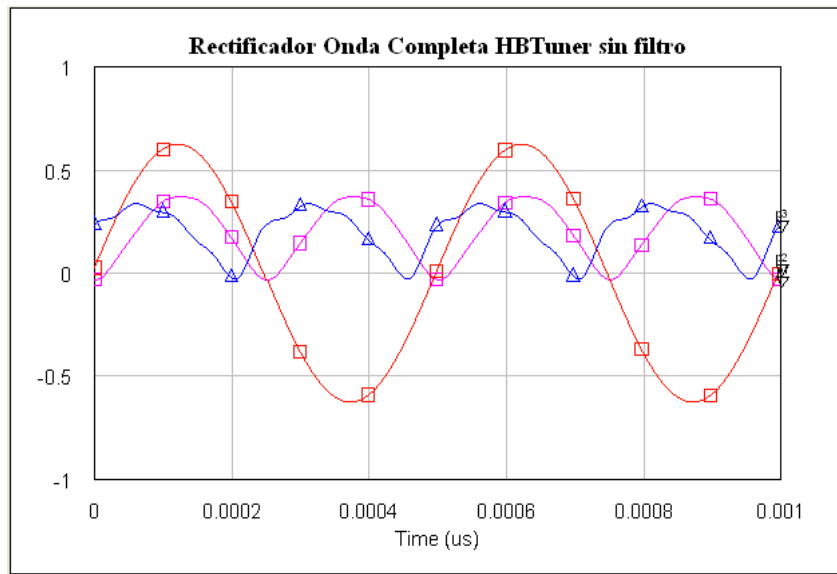


Figura 2.120 Rectificación de onda completa sin filtro:
entrada en azul, salida en rosa, salida *load-pull* en rojo.

En color rojo se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color azul su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda sin filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión.

Se observa que hay una rectificación similar con los mismos niveles y un desfase distinto entre la entrada y la salida. No obstante, ese desfase no nos influirá en nuestro sistema.

c) Esquemático y resultados del rectificador con filtro

El esquemático del rectificador de media onda con filtro es exactamente el mismo que el anterior, pero incluyendo el condensador de 100 pF a la salida.

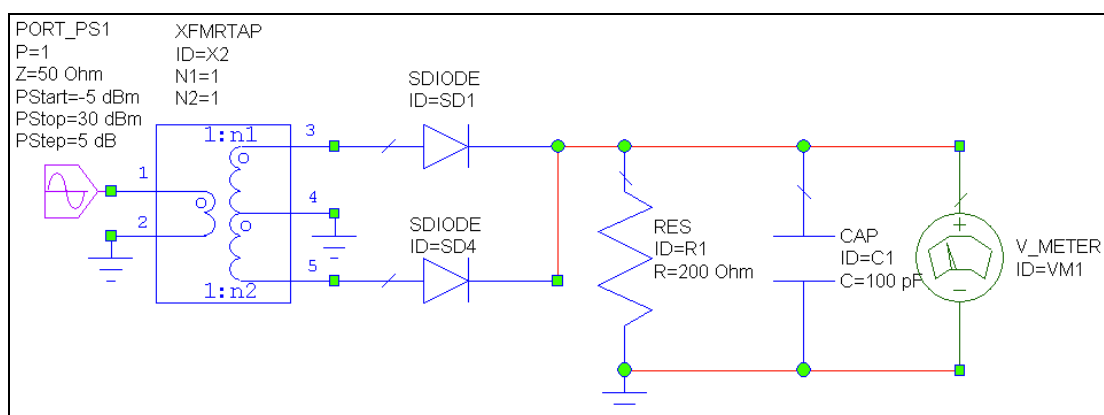


Figura 2.121 Esquemático del rectificador de onda completa con *HBTuner*
y filtro usando diodos MA4E1317.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida. El valor del coeficiente de reflexión óptimo en este caso tiene un módulo de 0,2062 y un ángulo de 14,04°, como muestra el marcador de la gráfica, el cual es exactamente el mismo que en el caso del rectificador de media onda usan el otro tipo de diodo.

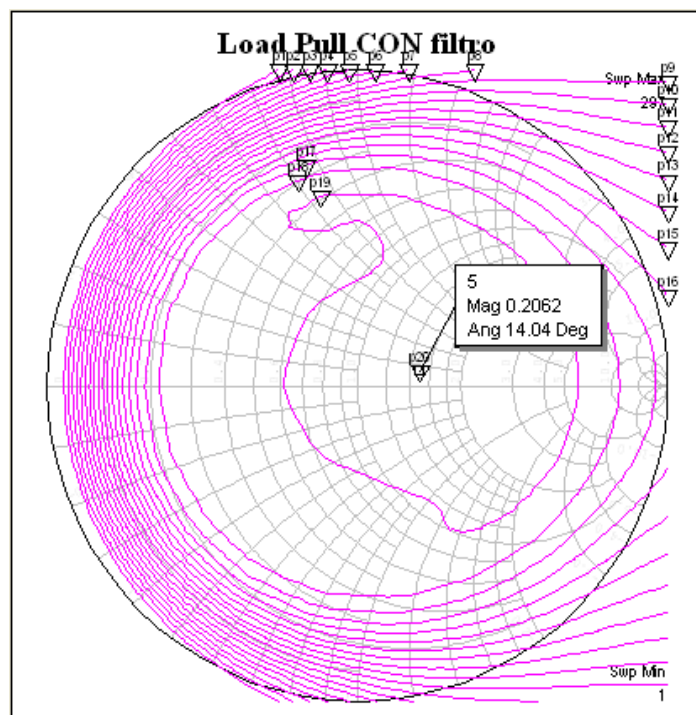


Figura 2.122 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.2062 y fase de 14.04.

d) Rectificación de media onda con filtro

Las formas de onda en este caso muestran las diferencias en los niveles de DC para los circuitos con y sin filtro capacitivo.

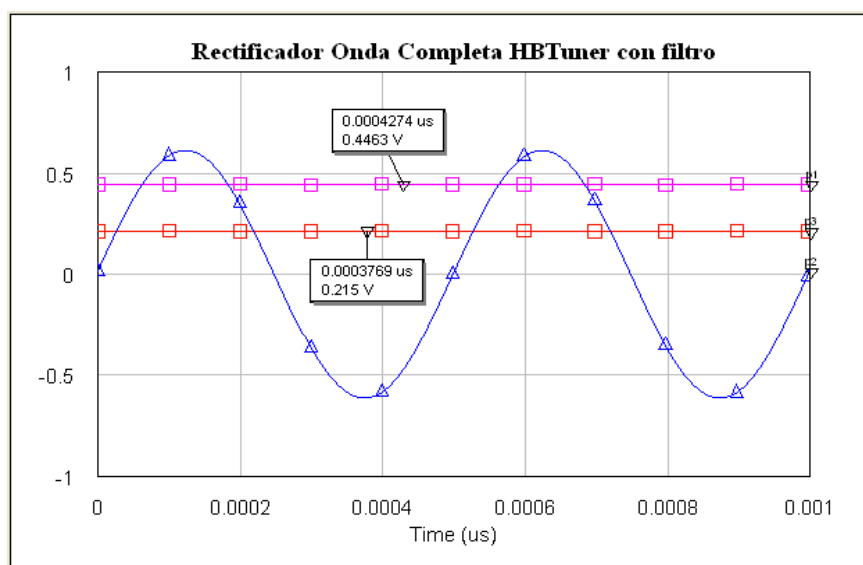


Figura 2.123 Rectificación de onda completa con filtro:
entrada en azul, salida en rosa, salida *load-pull* en rojo.

En color azul se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda con filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión. Merece la pena destacar que los resultados de estas simulaciones producen un nivel ligeramente inferior que los resultados originales. En concreto, se pasa de obtener un nivel de 0,4463 V a obtener un nivel de DC de 0,215 V, algo menos de la mitad.

e) Otros resultados

Para finalizar con los resultados de las simulaciones *Load-Pull*, se analizarán otras gráficas igualmente importantes, como son las variaciones en frecuencia de la potencia y la tensión, sus relaciones, y el espectro del sistema final.

i) Potencia total.

La potencia total a la salida del rectificador a lo largo del rango de frecuencias utilizado se mantiene constante, como se muestra en la siguiente figura, donde la potencia de excitación en ambas curvas es de 5 dBm. En los dos casos se obtienen los mismos resultados. El detalle que sí se repite en ambos casos es que, al alcanzar los 2,95 GHz, la potencia sufre una caída muy abrupta, aunque no afecta a las aplicaciones que ocupan el presente proyecto.

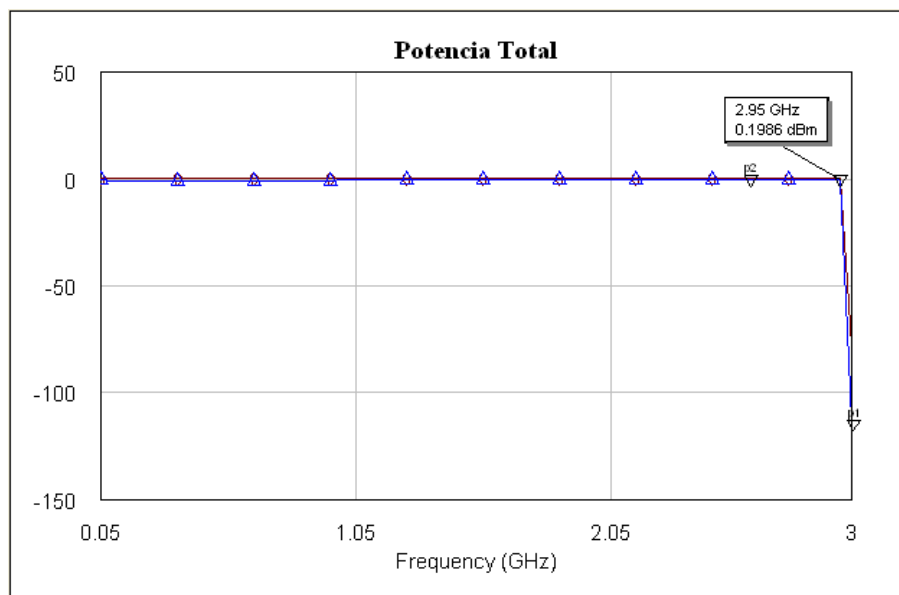


Figura 2.124 Potencia a salida del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317
(con filtro en marrón, sin filtro en azul).

ii) Tensión.

El nivel de voltaje se mantiene constante a medida que aumenta la frecuencia, como muestra la siguiente figura. Al igual que ocurre con la potencia, la tensión a la salida del circuito es superior si se utiliza el filtro capacitivo, y deja de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz. La curiosidad en este caso es que se produce un

pequeño salto incremental entre 0,95 y 1 GHz, de aproximadamente 0,15 V en ambos casos.

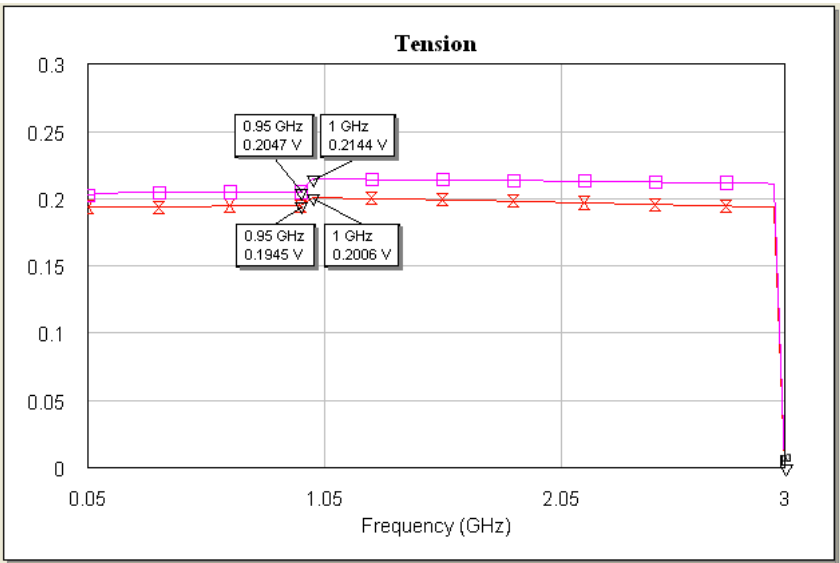


Figura 2.125 Voltaje a salida del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317 (con filtro en rosa, sin filtro en rojo).

iii)P-V.

En las curvas de transformación P-V, como cabía esperar, a medida que aumenta la frecuencia, se obtienen menores niveles de tensión para los mismos valores de potencia.

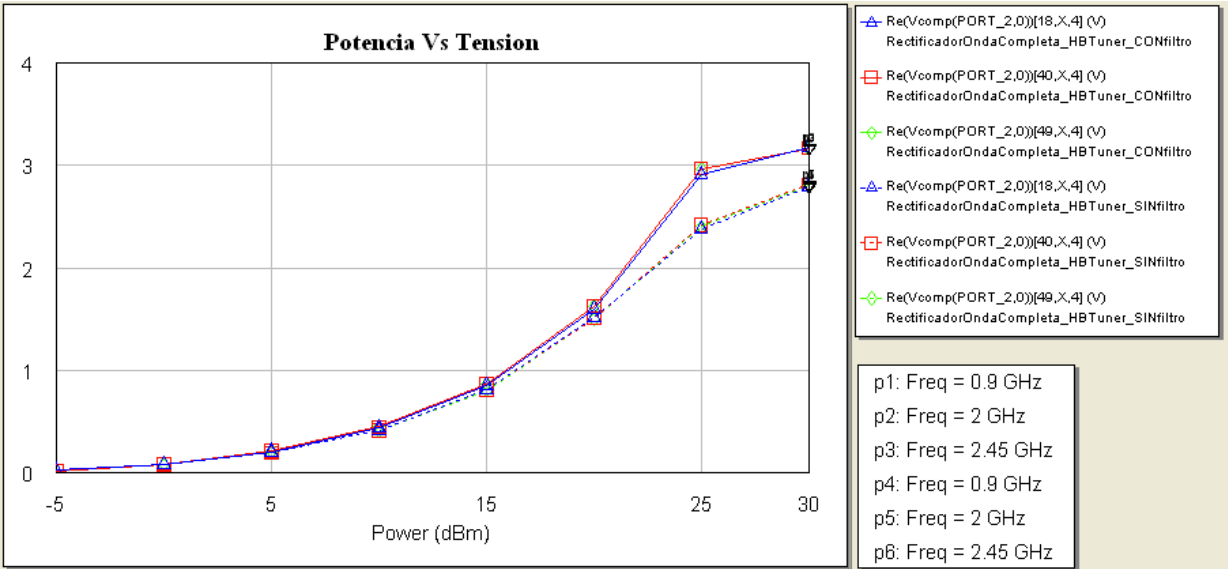


Figura 2.126 Curvas de transformación P-V del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.

iv)Espectro.

El espectro obtenido en este caso muestra en rosa los resultados del rectificador sin filtro, y en azul con filtro. La gráfica ilustra que el rectificador sin filtro obtiene a su salida la señal al doble de la frecuencia de portadora de 2 GHz, además de la componente continua. En cambio, tras el filtro, sólo se obtiene la componente en DC de la señal, como era de esperar tras un filtro integrador. El resto de armónicos son muy inferiores porque están cortocircuitados en los esquemáticos mediante los dispositivos *HB tuner*.

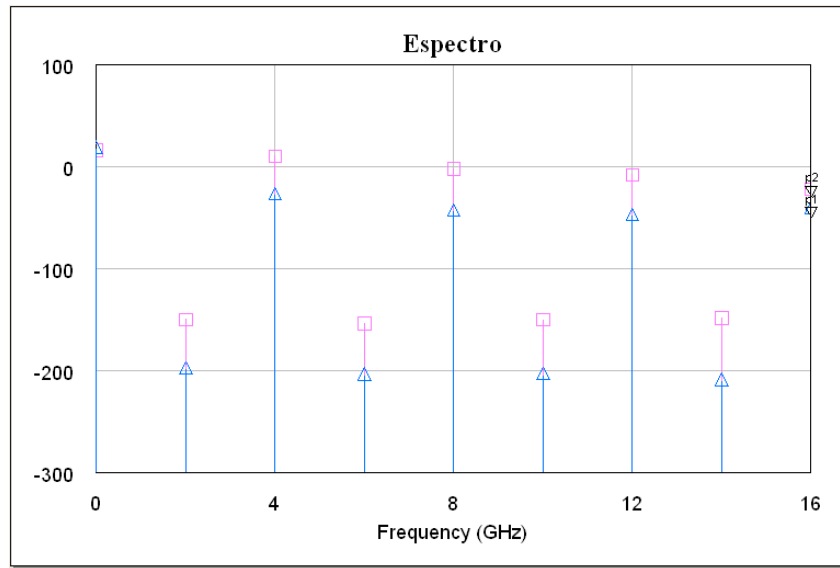


Figura 2.127 Espectro a la salida del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317 (sin filtro en rosa, con filtro en azul).

G. Diseño del *layout*

A continuación, se presentará el diseño del circuito rectificador de onda completa final, usando los dos diodos MA4E1317, y su *layout* correspondiente, a partir del cual se procederá a su fabricación. Finalmente, se mostrarán las principales señales del diseño real, comprobando su funcionamiento y analizando las diferencias que puedan aparecer.

a) Esquemático para la realización del *layout*

En la siguiente figura se presenta el esquemático utilizado para la realización del *layout* del rectificador de onda completa.

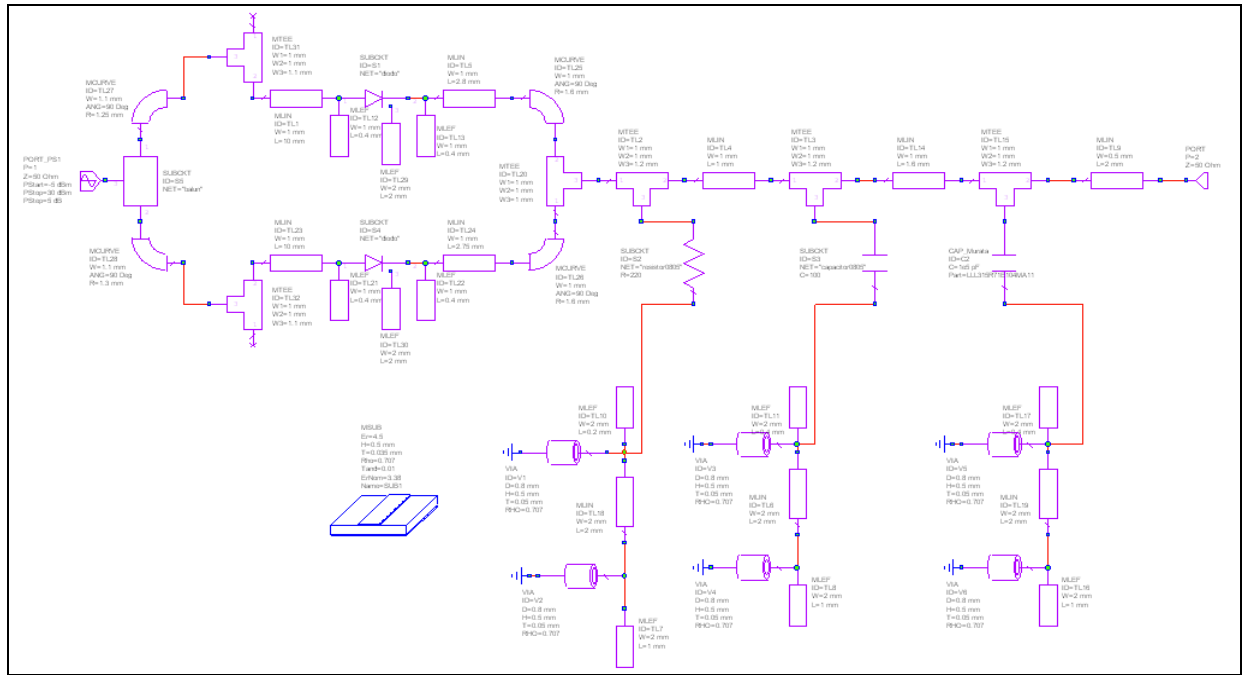


Figura 2.128 *Layout* del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317.

Básicamente, se trata del mismo *layout* que el utilizado para el diodo MA4E1317, pero variando las longitudes de las líneas de transmisión, para que se obtengan los mejores resultados para estas nuevas condiciones.

b) Prototipo final

El diseño fabricado se muestra en la siguiente figura, con medidas representativas que crean una idea del tamaño de los componentes y dispositivos utilizados en esta parte del proyecto.

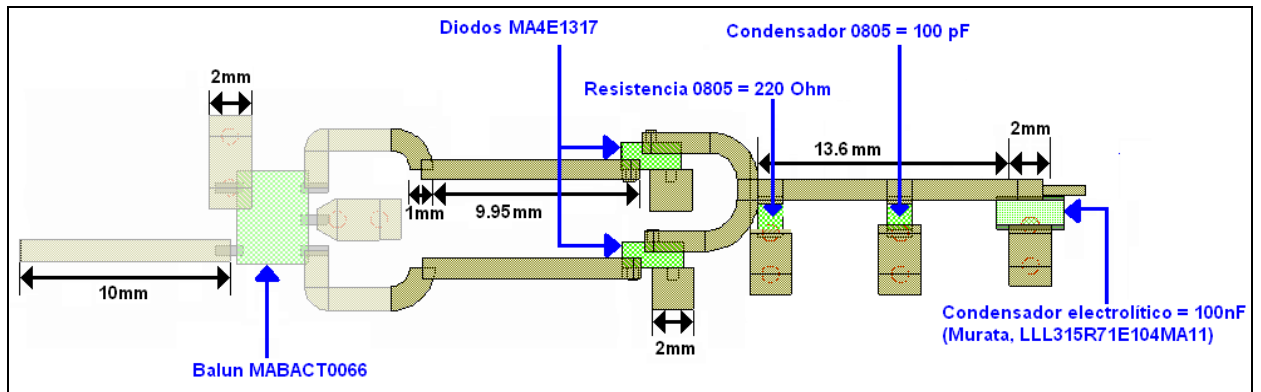


Figura 2.129 Prototipo final del rectificador de onda completa con dos diodos entregado a fabricación.

El sustrato utilizado es el FR-4 ($\epsilon_r = 4.5$, $H = 0.5mm$, $T = 0.035mm$, $Rho = 0.707$, $Tand = 0.01$), los encapsulados necesarios, tal y como se ha mostrado anteriormente, son:

- 2 diodos HSMS2820
- 1 resistencia 0805 de 220 Ohm
- 1 condensador 0805 de 100 pF

- 1 condensador electrolítico de 100 nF

Las perforaciones a tierra se marcan con círculos rojos.

c) Rectificación de onda completa del *layout*

Las formas de onda obtenidas del circuito se ilustran en la figura siguiente. En color rosa se presenta la entrada al circuito, en color rojo la salida rectificada medida en la resistencia de carga, y en color azul el nivel de DC que se obtiene a la salida final del circuito.

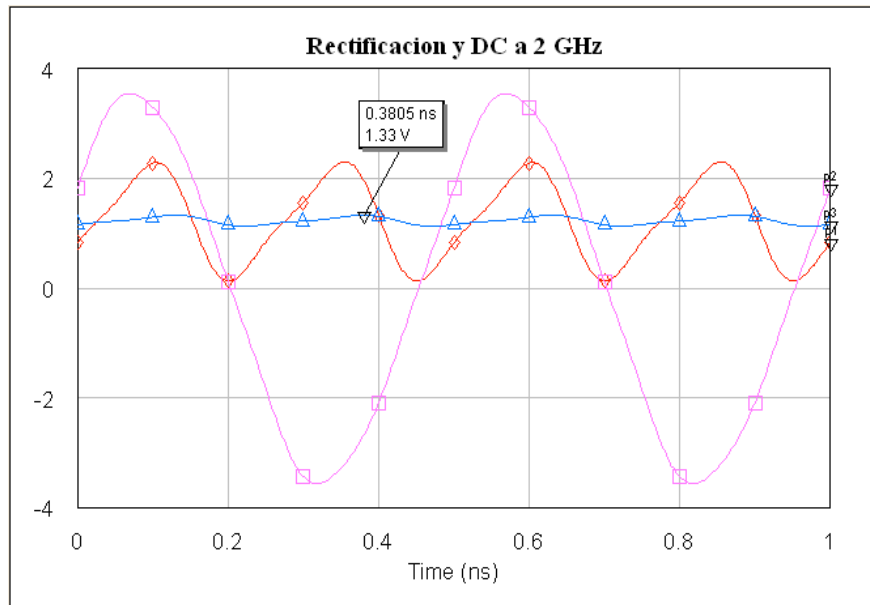


Figura 2.130 Resultados del *layout* del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317

(señal de entrada en rosa, salida rectificada en rojo, salida final del filtro en azul).

Se observa que la forma rectificada es correcta, ya que mantiene prácticamente la misma señal que la entrada para valores positivos. Para valores negativos, su valor se invierte creando la rectificación completa. Finalmente, el valor de DC es aproximadamente de 1,33 V.

Apéndice A

Rectificador de onda completa: configuración con 4 diodos

Tal y como se mencionaba al comienzo de la sección 2.6, una de las configuraciones más habituales en los rectificadores de onda completa es la que hace uso del denominado puente de diodos, que no consiste más que en cuatro diodos agrupados en dos parejas puestas en paralelo, como muestra la siguiente figura (arriba). En este caso, no es necesario el uso de un transformador, pero a cambio las referencias de voltaje v_S y v_L son ambas flotantes entre sí.

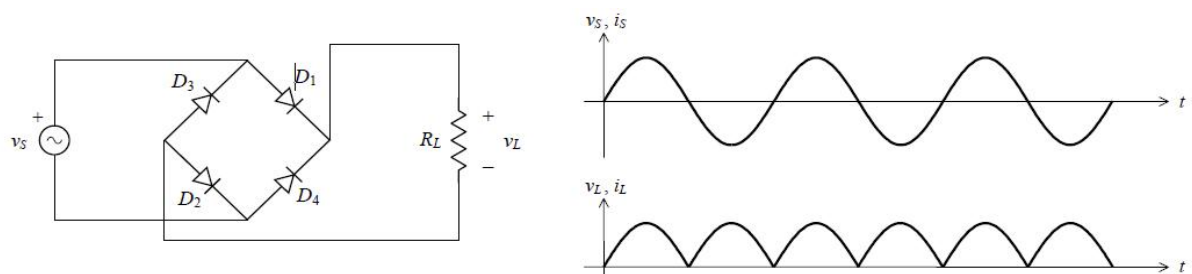


Figura 2.131 Izquierda: sencillo rectificador de onda completa con 4 diodos.

Derecha: entrada y salida del rectificador. [1].

Cuando $v_S > 0$, los diodos D_1 y D_2 están polarizados en forma directa y por lo tanto conducen mientras que D_3 y D_4 no conducen. Despreciando las caídas en los diodos por ser estos ideales, resulta $v_L = v_S > 0$. Cuando la fase de la entrada se invierte, pasando a

ser $v_S < 0$, serán D_3 y D_4 quienes estarán en condiciones de conducir, mientras que D_1 y D_2 se cortarán. El resultado es que la fuente se encuentra ahora aplicada a la carga en forma opuesta, de manera que $v_L = -v_S > 0$. Las formas de onda de la entrada y la salida se muestran en la figura anterior (abajo).

Puede verificarse que ahora se aprovecha la totalidad de la onda de entrada, y, además, la corriente por la fuente ya no es unidireccional como la que circula por la carga, evitando la magnetización del núcleo del transformador, como se indicaba en la introducción de la sección 2.6, al comentar el segundo defecto del rectificador de media onda.

1. Rectificador de onda completa con diodo HSMS-2820

A. Esquemático del rectificador de onda completa

El esquemático diseñado se trata de un rectificador de onda completa con puente de diodos, compuesto por: una fuente de excitación con un barrido de valores de potencia suficientemente amplio como para poder representar posteriormente un comportamiento estable del circuito, un transformador básico que traslada la fuente flotante a la entrada del puente, los cuatro diodos HSMS-2820, una resistencia de $200\ \Omega$, y un voltímetro en la carga.

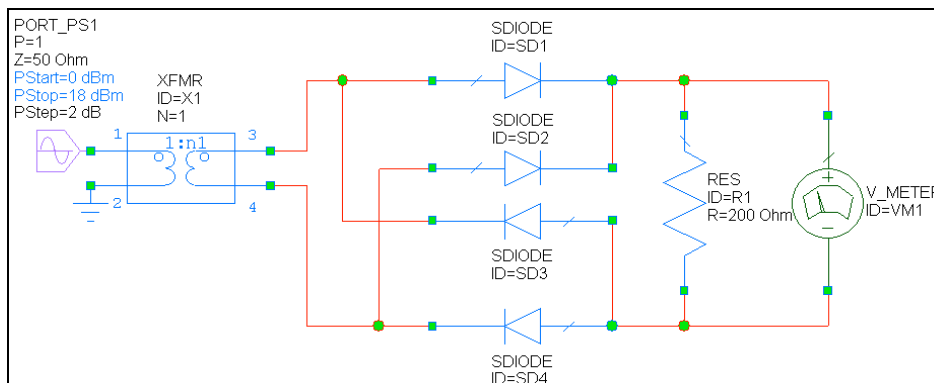


Figura 2.132 Esquemático del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820.

A continuación, también se presenta el esquemático utilizado para representar las formas de onda obtenidas tras el filtro capacitivo. Por tanto, se incluye un condensador en paralelo con la resistencia de carga.

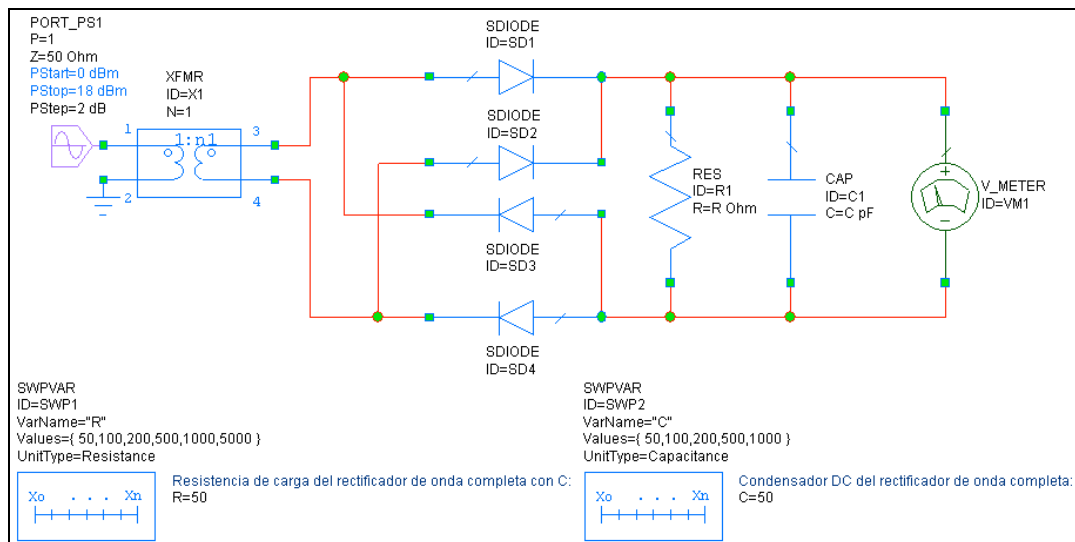


Figura 2.133 Esquemático del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820, con filtro capacitivo.

Además, se han añadido dos barridos de valores para los componentes del filtro. Así, la resistencia se probará para los valores de 50, 100, 200, 500, 1.000 y 5.000 Ω . Por otro lado, el condensador se probará para 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF.

B. Forma de onda rectificada

El primer resultado que se muestra es la forma de onda obtenida del rectificador anterior, comparando entre las ondas de tensión en los tres puntos más característicos del circuito.

Para ello, hemos fijado los valores medios de los componentes con los que se construirá el circuito final. Así, la resistencia de carga ha sido fijada a 200 Ω y el condensador del filtro a 100 pF. Además, la simulación ha sido ejecutada a una frecuencia de portadora de 1 GHz.

En la siguiente figura se observan los resultados. Nótese que la onda de entrada al circuito está en color rosa, la salida del circuito sin filtro en azul, y la salida tras el filtro capacitivo muestra el nivel de continua en color marrón. Se demuestra que si vemos la salida del circuito sin filtro, la forma de onda queda rectificada tanto para valores positivos de entrada como para valores negativos. Finalmente, cabe destacar que se obtiene un nivel de DC de 0,3024 V, muy cercano al valor medio de la señal de salida sin filtro.

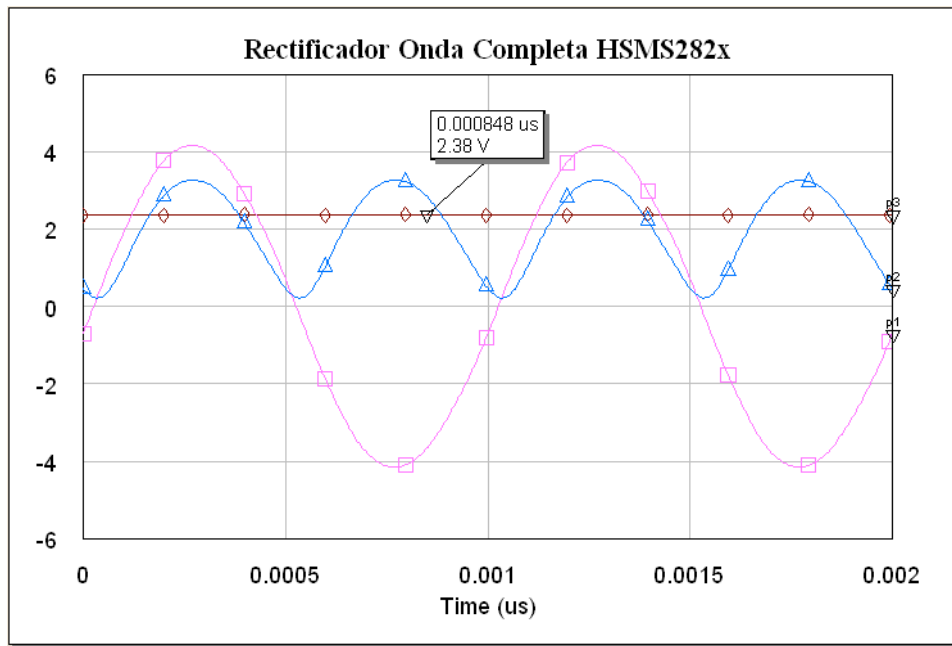


Figura 2.134 Resultados del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).

C. Comportamiento en frecuencia

Tras conseguir una primera visión del funcionamiento del rectificador de onda completa con puente diodos de barrera Schottky HSMS-2820, a continuación se van a representar las formas de onda obtenidas a las tres frecuencias resultan de interés en el presente proyecto.

a) 900 MHz (Comunicaciones móviles)

En la siguiente figura se representan las señales a la salida del rectificador de onda completa en configuración de cuatro diodos sin filtro capacitivo (en color azul), y con el filtro (en color rosa). El comportamiento es similar al presentado anteriormente, pues el valor de frecuencia utilizado es muy cercano, y se han usado los mismos valores para los componentes. El nivel de continua se mantiene en 2,38 V.

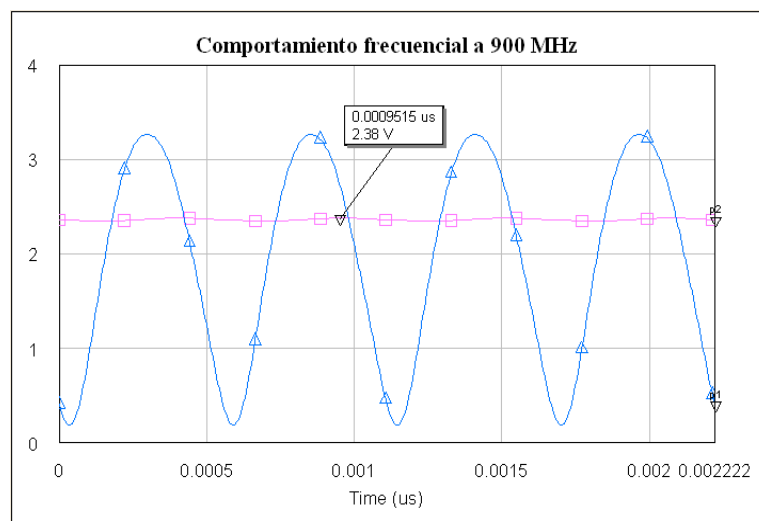


Figura 2.135 Onda rectificada con 4 diodos HSMS-2820 a 900 MHz.

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

El resultado que se obtiene a 2 GHz muestra una rectificación igualmente correcta que en el caso de 900 MHz. No obstante, el nivel de DC ha disminuido ligeramente, puesto que se ha quedado en 2,292 V.

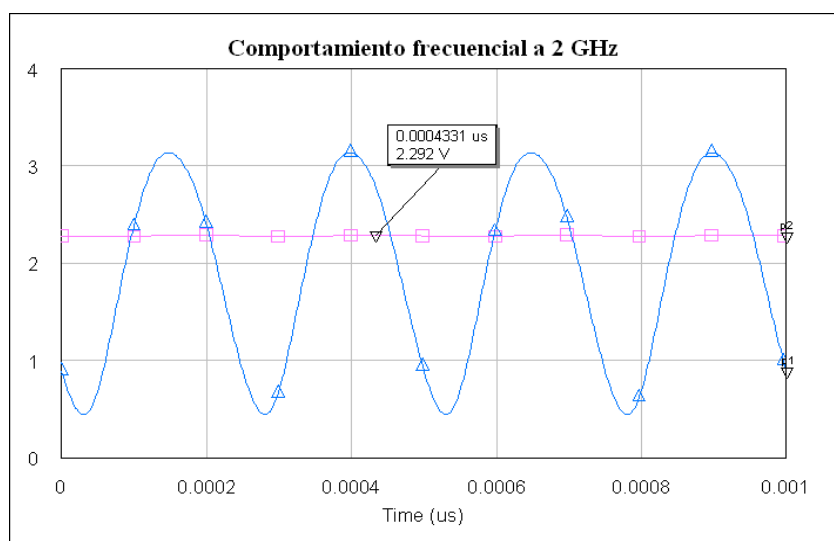


Figura 2.136 Onda rectificada con 4 diodos HSMS-2820 a 2 GHz.

c) 2,45 GHz (WiFi)

Finalmente, el resultado de las señales a 2,45 GHz se muestra en la siguiente figura, donde el principal cambios es de nuevo la disminución del nivel de DC a 2,244 V. Por tanto, se puede concluir diciendo que a medida que aumenta la frecuencia de funcionamiento del circuito, no afecta demasiado a la forma de onda rectificada, pero el nivel de continua disminuye su valor.

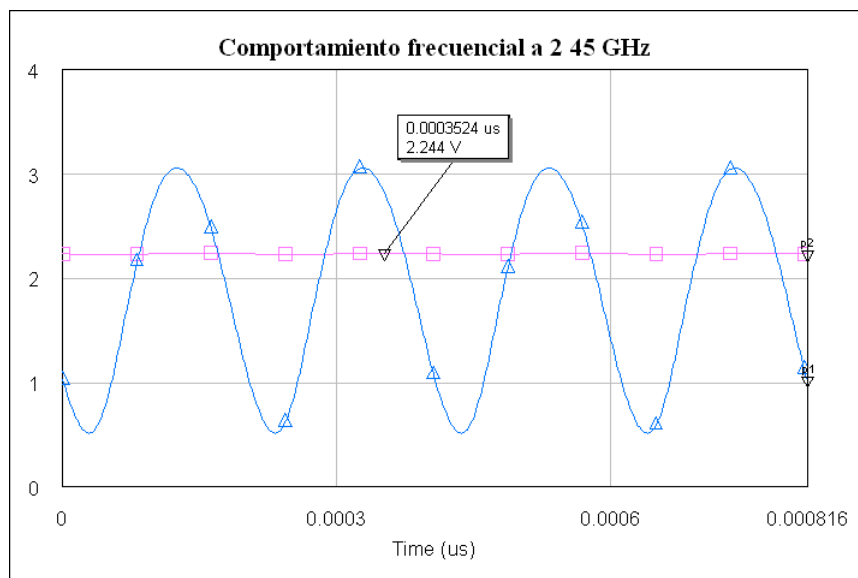


Figura 2.137 Onda rectificada con 4 diodos HSMS-2820 a 2,45 GHz.

D. Espectro

Se ha simulado el circuito para una portadora de 1 GHz, y los mismos valores de 200 Ω y 100 pF. El espectro obtenido se ilustra en la siguiente figura.

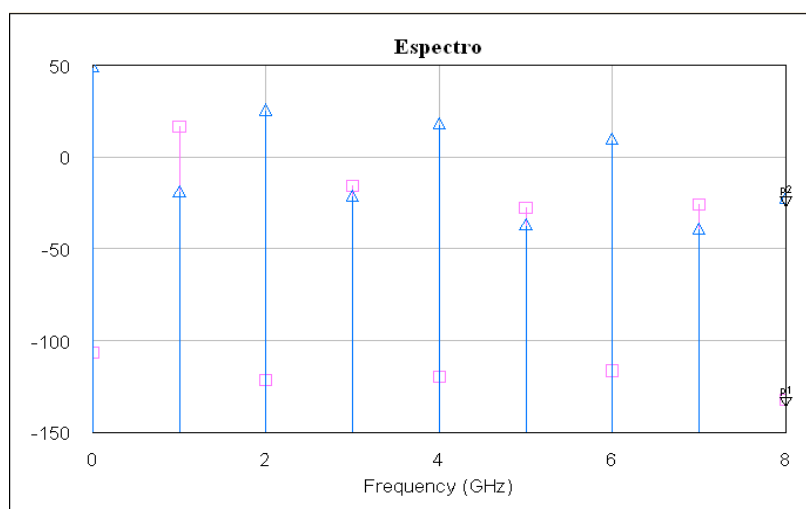


Figura 2.138 Espectro obtenido del rectificador de onda completa sin filtro usando 4 diodos HSMS-2820.

En rosa se presenta el espectro a la entrada del circuito, y en azul a la salida del rectificador sin filtro. Se comprueba que aumenta el nivel de continua a la salida (componente en 0 Hz), la potencia de la portadora disminuye con mayores pérdidas que en el caso de los rectificadores de media onda, y aparece un pequeño armónico al doble de la frecuencia de portadora. Con lo cual, el funcionamiento del rectificador es correcto en términos de frecuencia y armónicos.

E. Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)

Otra simulación que muestra la conversión de potencia a voltaje que se produce en el rectificador es la siguiente. En ella se observa en el eje x la potencia de excitación del circuito, y en el eje y el nivel de tensión en continua obtenido.

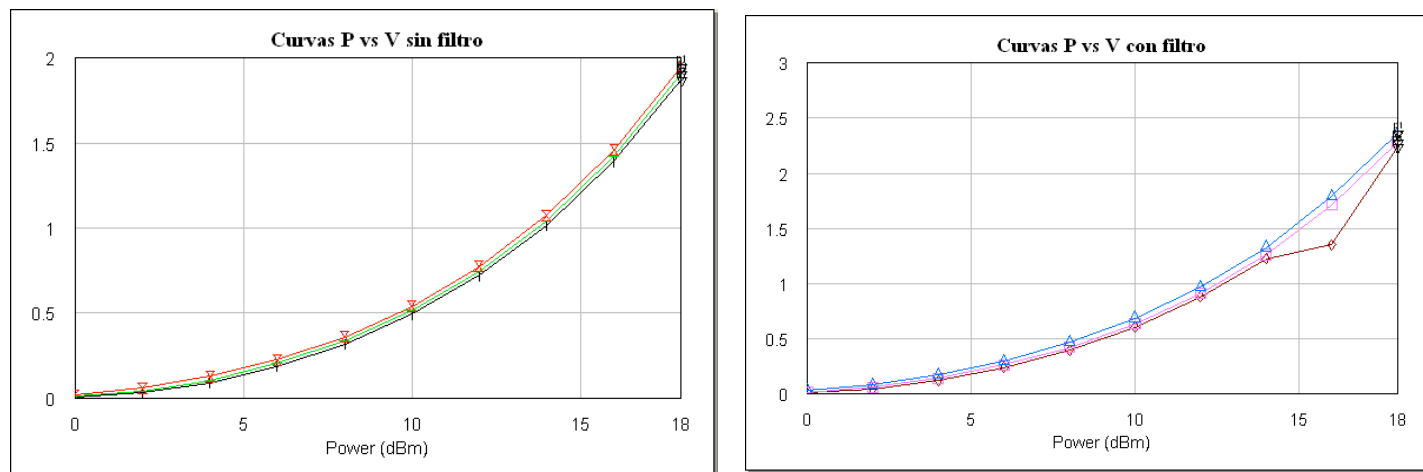


Figura 2.139 Curvas P-V del rectificador de onda completa sin filtro (izquierda) y con filtro (derecha) con 4 diodos HSMS-2820.

Así, se puede decir que a medida que aumenta la potencia en RF con la que se excita el circuito, mayor es el nivel de tensión en continua a la salida. En concreto, el crecimiento es exponencial para ambos casos.

Por último, comentar que si aumenta la frecuencia, disminuye la tensión de salida, aunque mínimamente para los escenarios que se tratan en el proyecto.

A continuación, se estudia la variabilidad de los parámetros del circuito, como son la resistencia en la carga y el condensador que forman el filtro integrador a la salida.

a) Efecto del condensador (C)

Aunque no se aprecia claramente, en la siguiente gráfica se presentan cinco curvas para cinco valores diferentes del condensador. Para ello, se ha realizado un barrido para valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF, todos ellos simulados a 1 GHz y para una carga de 200 Ω .

Como se puede observar, los resultados no varían para ningún caso, por lo que se puede concluir diciendo que el efecto del condensador a la hora de transformar la potencia de entrada en nivel de DC a la salida es inapreciable.

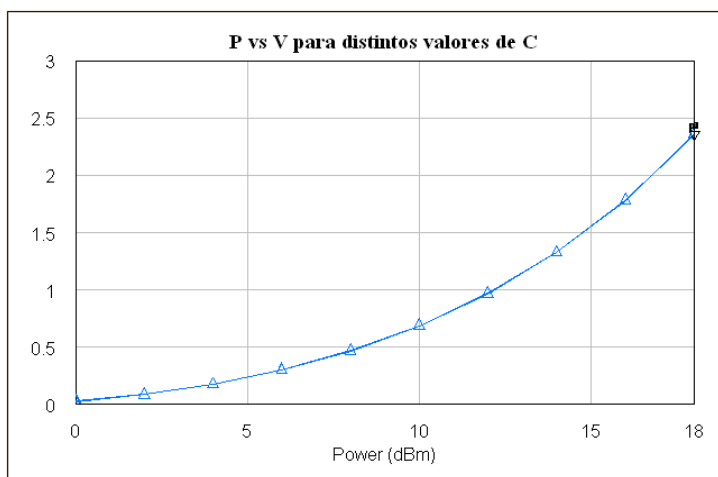


Figura 2.140 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820 para distintos valores de C.

b) Efecto de la carga (R)

El efecto de la resistencia de carga se estudia bajo las mismas condiciones que el efecto del condensador, salvo porque dicho componente se fija a 100 pF, y la resistencia se prueba para valores de 50, 100, 200, 500, 1.000 y 5.000 Ω .

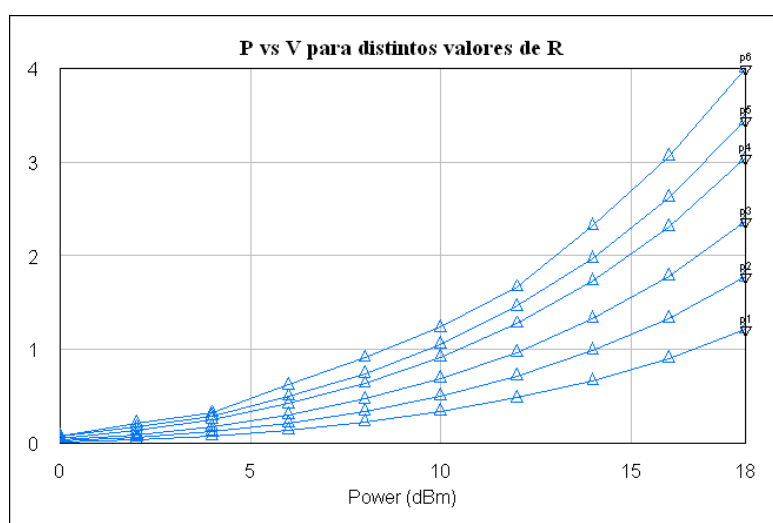


Figura 2.141 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820 para distintos valores de R.

En la gráfica se observa que si aumenta la resistencia, aumenta la tensión para mayores niveles de potencia de excitación. Así, para los valores que se usarán realmente, desde 0 hasta 4 dBm aproximadamente, no se aprecia mucha diferencia. Pero, a partir de los 6 dBm las diferencias se acentúan considerablemente.

Las conclusiones finales que podríamos sacar del rectificador de onda completa utilizando cuatro diodos HSMS-2820 son que obtenemos mejores rectificaciones, y mayores niveles de DC debido a que la rectificación es completa.

F. Simulaciones *Load-Pull*

a) Esquemático y resultados del rectificador sin filtro

El esquemático inicial de las simulaciones *Load-Pull* se muestra en la siguiente figura. Las únicas novedades son la inclusión del *HBTuner*, y de otro transformador sencillo para la referencia de tensión flotante en el puerto de salida.

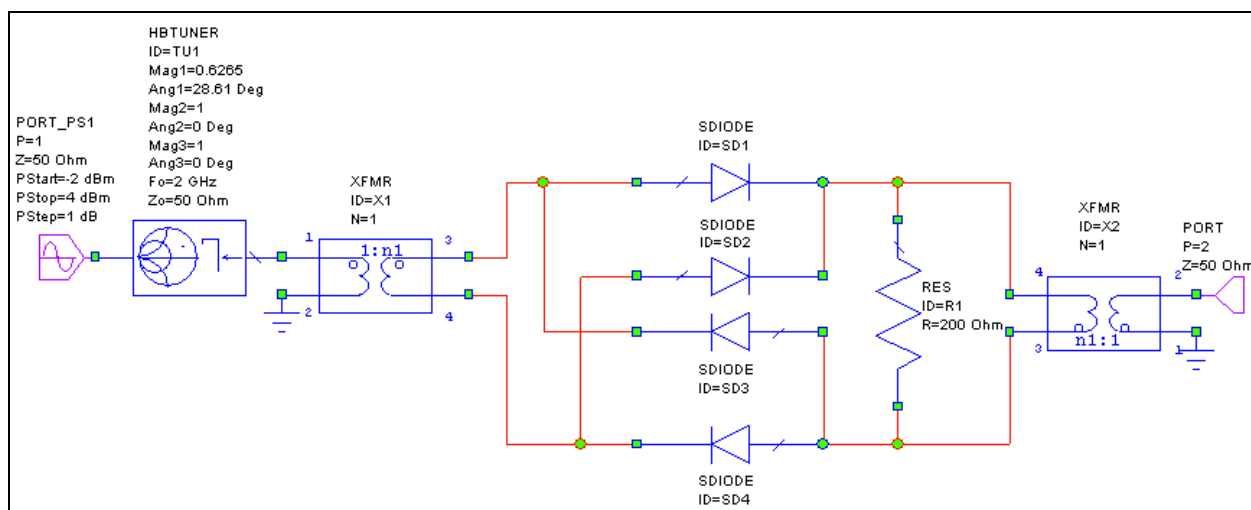


Figura 2.142 Esquemático del rectificador de onda completa con *HBTuner* usando 4 diodos HSMS-2820.

Se muestran los resultados simulados a 2 GHz, que se tomarán como representativos de las otras dos frecuencias de 900 MHz y 2,45 GHz.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida con las simulaciones *Load-Pull* del rectificador sin filtro a la salida. Las curvas representan los distintos niveles del coeficiente de reflexión. Todas tienen en común el valor de su centro, que se corresponderá con el valor del coeficiente de reflexión óptimo buscado, en este caso tiene un módulo de 0,6265 y una fase de 28.61°, como muestra el marcador de la gráfica.

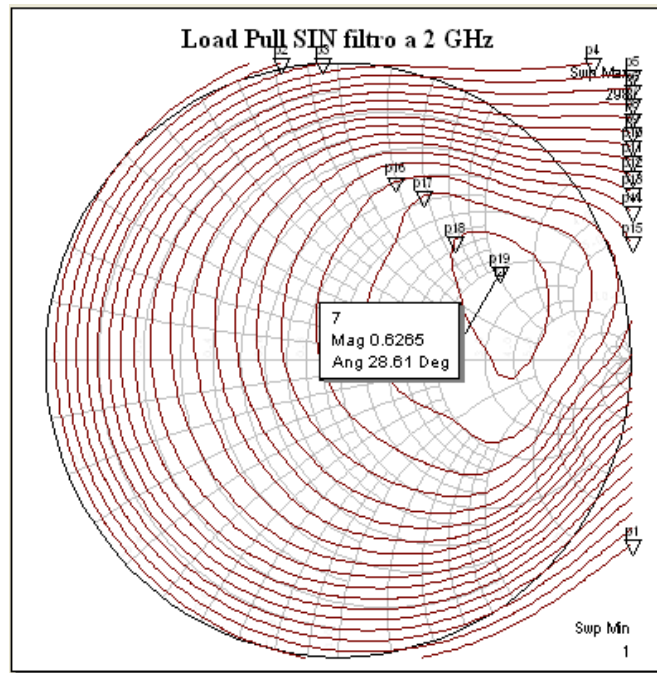


Figura 2.143 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.6265 y fase de 28.61.

b) Rectificación de media onda sin filtro

Para ver si la modificación incluida en el circuito anterior del coeficiente de reflexión influye en su comportamiento, se representan a continuación sus formas de onda.

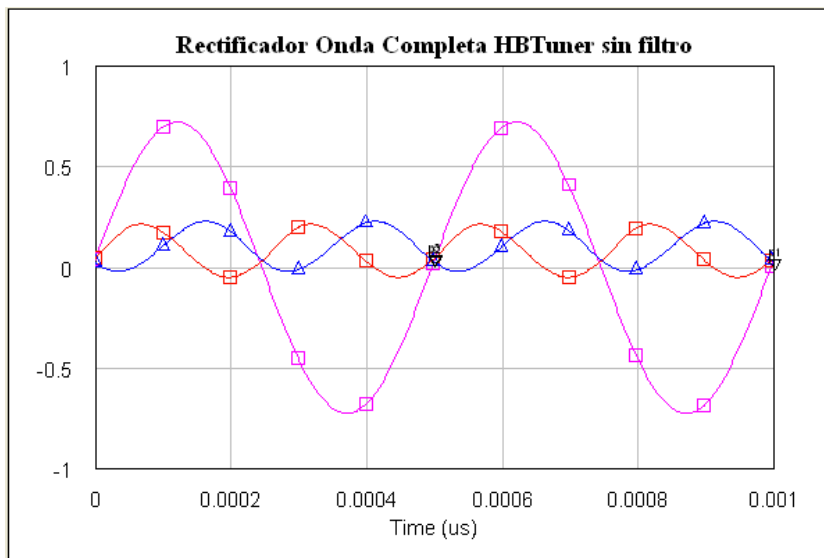


Figura 2.144 Rectificación de onda completa sin filtro:
entrada en rosa, salida en azul, salida *load-pull* en rojo.

En color rosa se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color azul su salida, y en color rojo se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda sin filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión.

Se observa que hay más pérdidas en este caso y un desfase distinto entre la entrada y la salida. No obstante, ese desfase no nos influirá en nuestro sistema. Lo realmente importante aquí es observar que se mantiene la misma señal, aunque con más pérdidas pero sin llegar a ser críticas.

c) Esquemático y resultados del rectificador con filtro

El esquemático del rectificador de media onda con filtro es exactamente el mismo que el anterior, pero incluyendo el condensador de 100 pF a la salida.

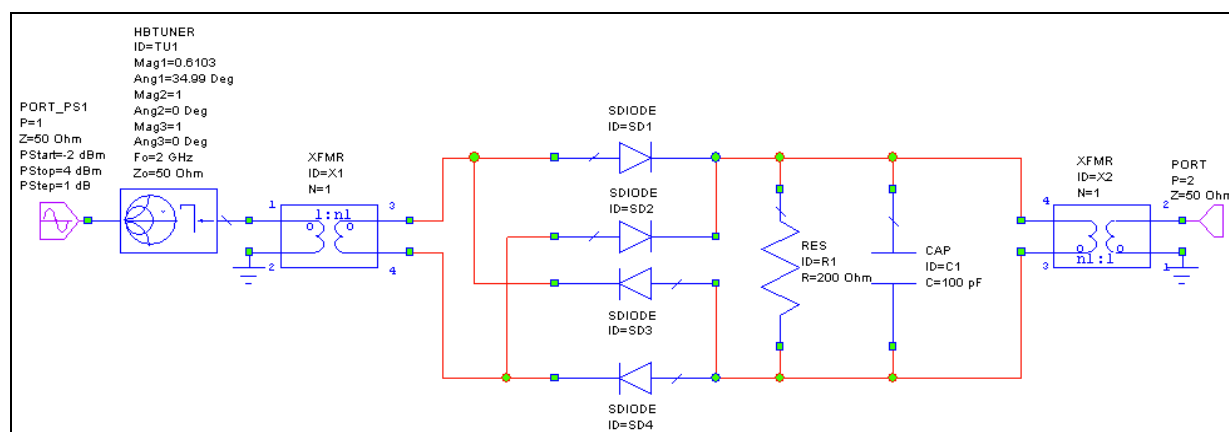


Figura 2.145 Esquemático del rectificador de onda completa con *HBTuner* y filtro usando 4 diodos HSMS-2820.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida. El valor del coeficiente de reflexión óptimo obtenido en este caso tiene un módulo de 0,6103 y un ángulo de 34,99°, como muestra el marcador de la gráfica, el cual es exactamente el mismo que en el caso del rectificador de media onda usan el otro tipo de diodo.

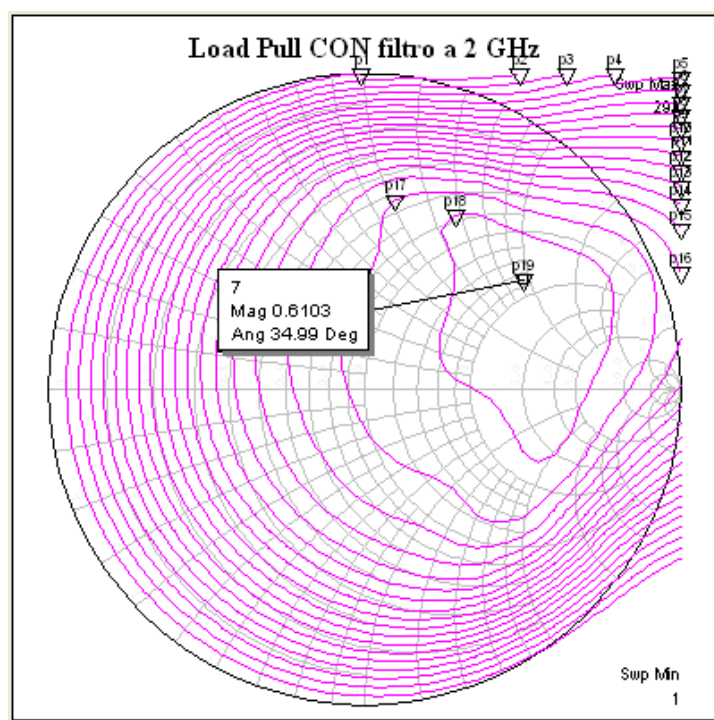


Figura 2.146 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.6103 y fase de 34.99.

d) Rectificación de media onda con filtro

Las formas de onda en este caso muestran las diferencias en los niveles de DC para los circuitos con y sin filtro capacitivo.

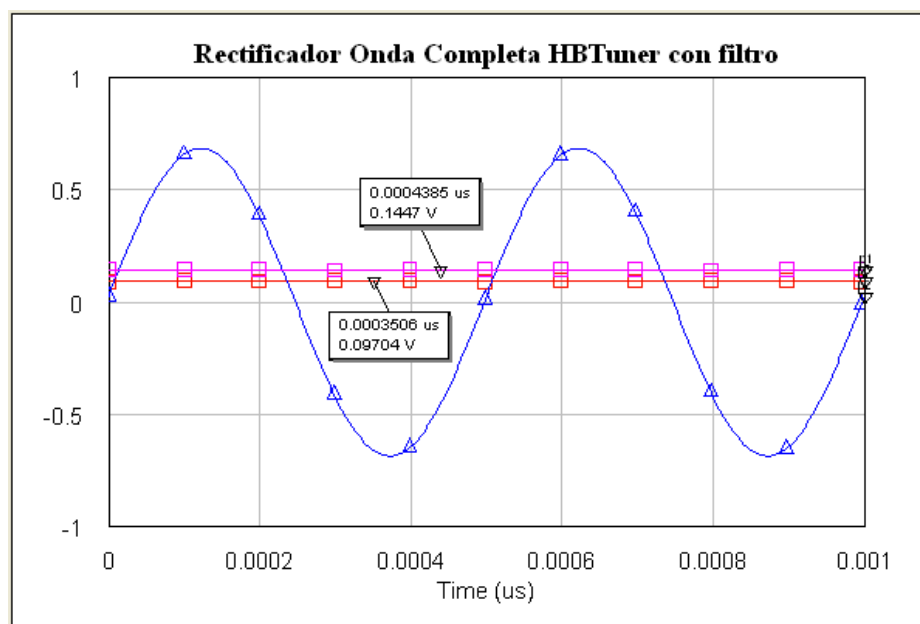


Figura 2.147 Rectificación de onda completa con filtro: entrada en azul, salida original en rosa y *load-pull* en rojo.

En color azul se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda con filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión. Merece la pena destacar que los resultados de estas simulaciones producen un nivel ligeramente inferior que los resultados originales. En concreto, se pasa de obtener un nivel de 0,1447 V a obtener un nivel de DC de 0,09704 V.

e) Otros resultados

i) Potencia total.

La potencia total a la salida del rectificador a lo largo del rango de frecuencias utilizado se mantiene constante, como se muestra en la siguiente figura, donde la potencia de excitación en ambas curvas es de 4 dBm. En los dos casos se obtienen prácticamente los mismos resultados. El detalle que si se repite en ambos casos es que, al alcanzar los 2,95 GHz, la potencia sufre una caída muy abrupta. Por tanto, el sistema dejará de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz de frecuencia, valor que no afecta a las aplicaciones que ocupan el presente proyecto.

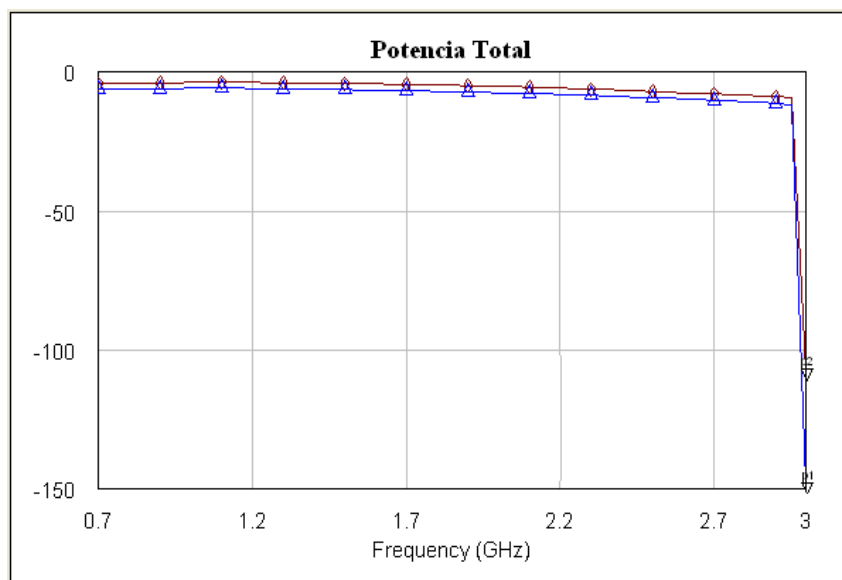


Figura 2.148 Potencia a salida del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820 (con filtro en marrón, sin filtro en azul).

ii) Tensión.

El nivel de voltaje disminuye de forma casi lineal a medida que aumenta la frecuencia, como muestra la siguiente figura. La tensión a la salida del circuito es superior si se utiliza el filtro capacitivo, y deja de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz.

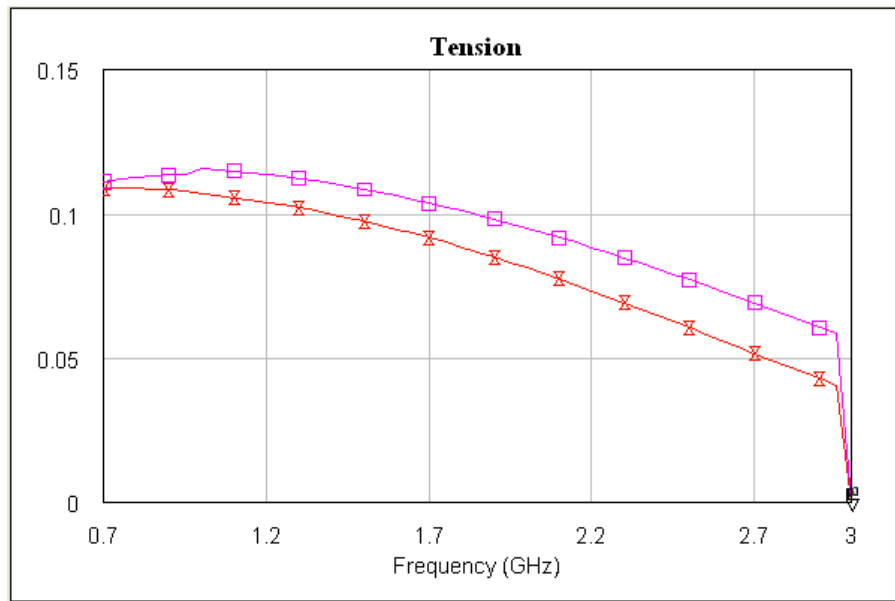


Figura 2.149 Voltaje a salida del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820 (con filtro en rosa, sin filtro en rojo).

iii)P-V.

En las curvas de transformación P-V, como cabía esperar, a medida que aumenta la frecuencia, se obtienen menores niveles de tensión para los mismos valores de potencia. Además, el filtro mejora los resultados, como se ha ido demostrando en figuras anteriores.

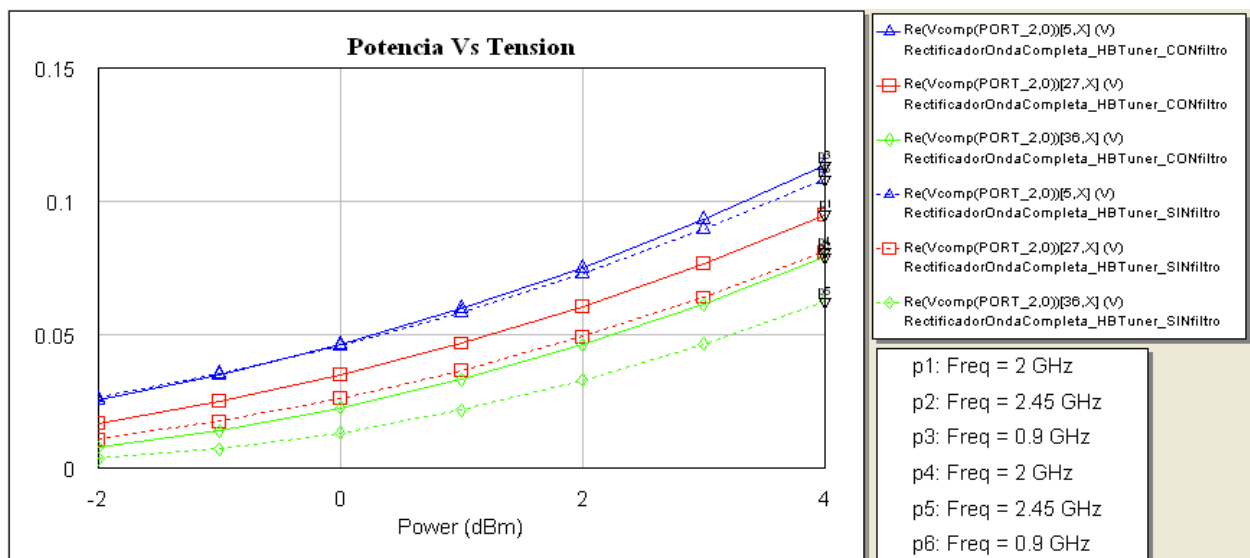


Figura 2.150 Curvas de transformación P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos HSMS-2820.

iv) Espectro.

El espectro obtenido en este caso muestra en rosa los resultados del rectificador sin filtro, y en azul con filtro. La gráfica ilustra que el rectificador sin filtro obtiene a su salida la señal al doble de la frecuencia de portadora de 2 GHz, además de la componente continua y demás armónica (en rosa la simulación sin filtro, y en azul con filtro).

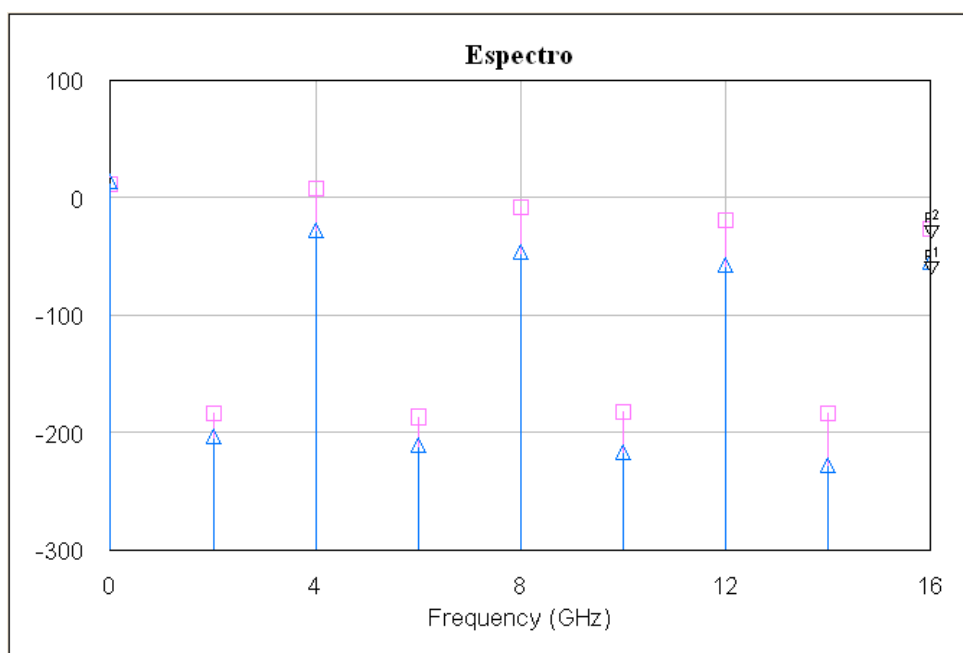


Figura 2.151 Espectro a la salida del rectificador de media onda con 4 diodos HSMS-2820 (sin filtro en rosa, con filtro en azul).

2. Rectificador de onda completa con diodo MA4E1317

A. Esquemático del rectificador de onda completa

El esquemático diseñado se trata de un rectificador de onda completa con puente de diodos, compuesto por: una fuente de excitación con un barrido de valores de potencia suficientemente amplio como para poder representar posteriormente un comportamiento estable del circuito, un transformador básico que traslada la fuente flotante a la entrada del puente, los cuatro diodos MA4E1317, una resistencia de $200\ \Omega$, y un voltímetro en la carga.

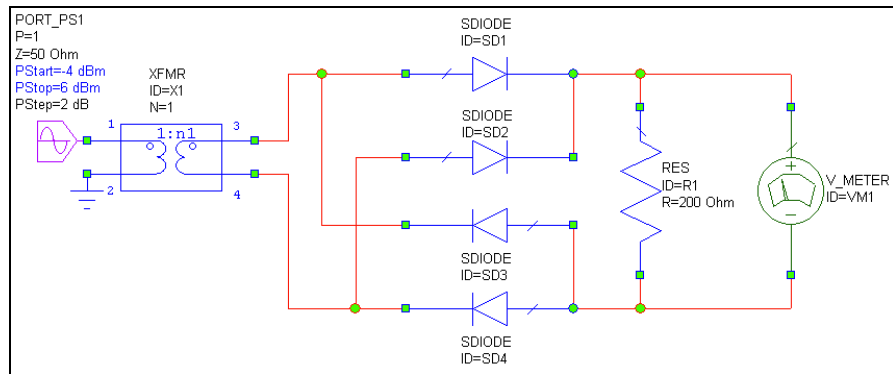


Figura 2.152 Esquemático del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.

A continuación, también se presenta el esquemático utilizado para representar las formas de onda obtenidas tras el filtro capacitivo. Por tanto, se incluye un condensador en paralelo con la resistencia de carga.

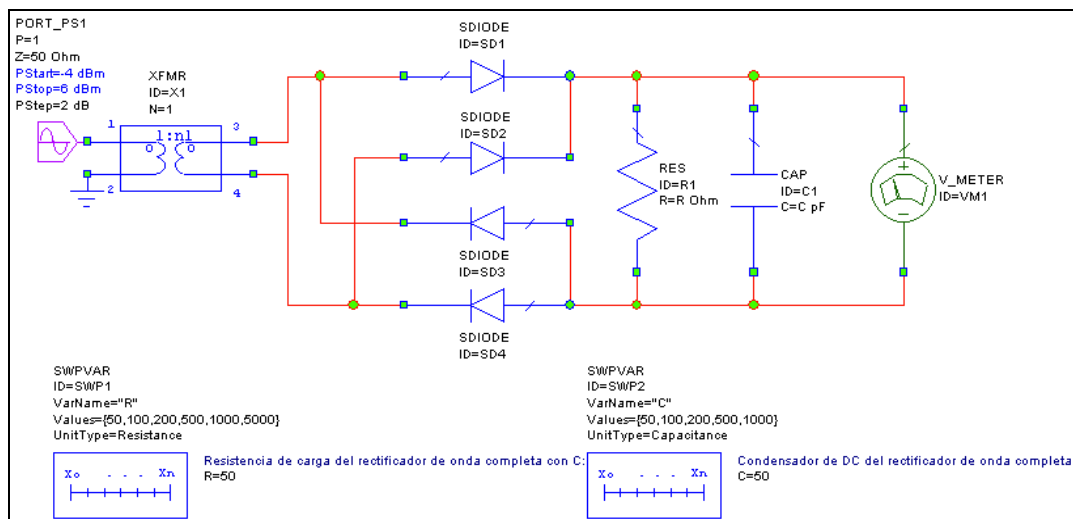


Figura 2.153 Esquemático del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317, con filtro capacitivo.

Además, se han añadido dos barridos de valores para los componentes del filtro. Así, la resistencia se probará para los valores de 50, 100, 200, 500, 1.000 y 5.000 Ω . Por otro lado, el condensador se probará para 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF.

B. Forma de onda rectificada

El primer resultado que se muestra es la forma de onda obtenida del rectificador anterior, comparando entre las ondas de tensión en los tres puntos más característicos del circuito.

Para ello, hemos fijado los valores medios de los componentes con los que se construirá el circuito final. Así, la resistencia de carga ha sido fijada a 200 Ω y el condensador del filtro a 100 pF. Además, la simulación ha sido ejecutada a una frecuencia de portadora de 1 GHz.

En la siguiente figura se observan los resultados. Nótese que la onda de entrada al circuito está en color rosa, la salida del circuito sin filtro en azul, y la salida tras el filtro capacitivo muestra el nivel de continua en color marrón. Se demuestra que si vemos la salida del circuito sin filtro, la forma de onda queda rectificadada tanto para valores positivos de entrada como para valores negativos. Finalmente, cabe destacar que se obtiene un nivel de DC de 0,0946 V, muy cercano al valor medio de la señal de salida sin filtro.

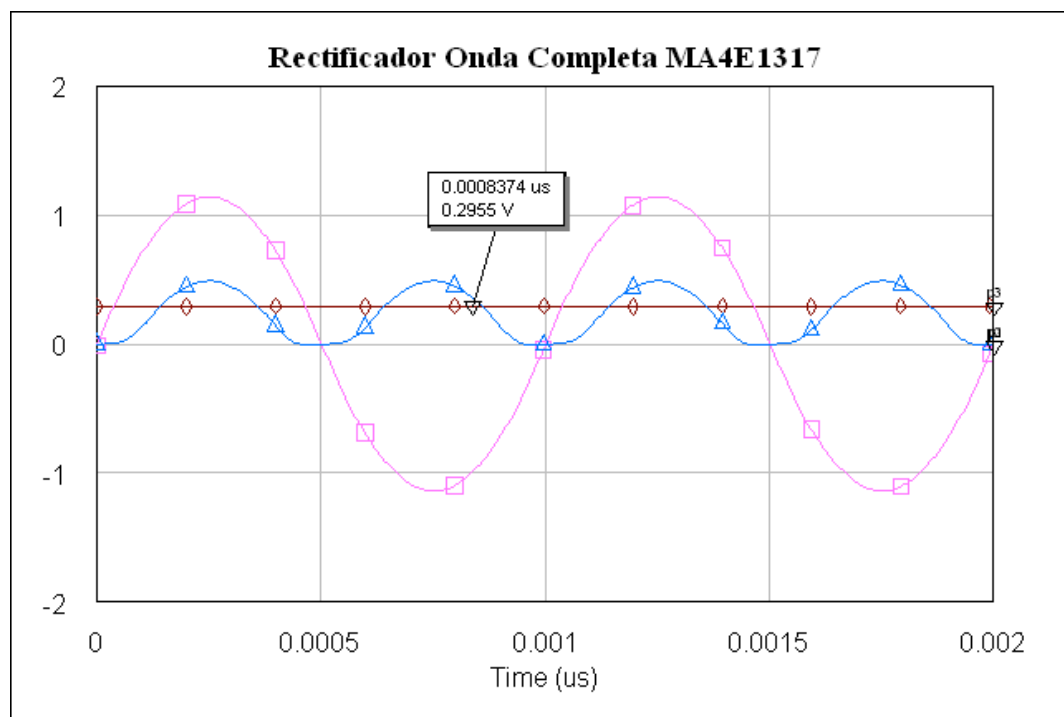


Figura 2.154 Resultados del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317 (señal de entrada en rosa, señal de salida sin filtro en azul y señal de salida con filtro en marrón).

C. Comportamiento en frecuencia

Tras conseguir una primera visión del funcionamiento del rectificador de onda completa con puente diodos de barrera Schottky MA4E1317, a continuación se van a representar las formas de onda obtenidas a las tres frecuencias resultan de interés en el presente proyecto.

a) 900 MHz (Comunicaciones móviles)

En la siguiente figura se representan las señales a la salida del rectificador de onda completa en configuración de cuatro diodos sin filtro capacitivo (en color azul), y con el filtro (en color rosa). El comportamiento es similar al presentado anteriormente, pues el valor de frecuencia utilizado es muy cercano, y se han usado los mismos valores para los componentes. El nivel de continua se mantiene en 0,3167 V.

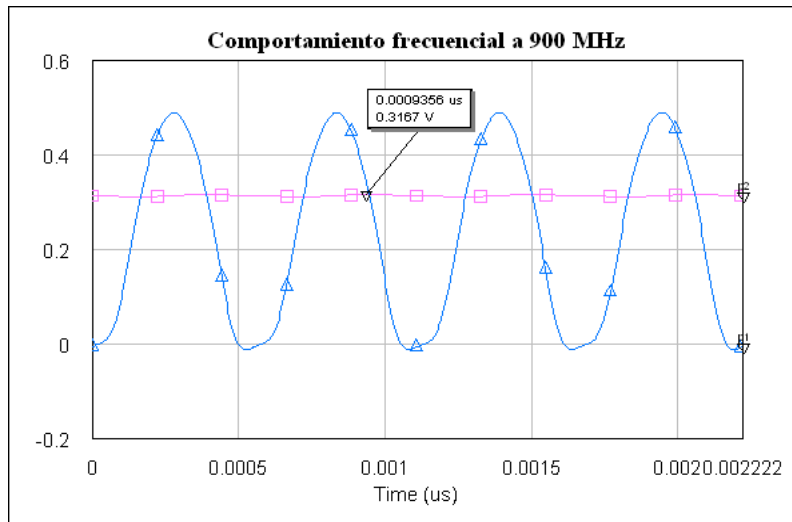


Figura 2.155 Onda rectificada con 4 diodos MA4E1317 a 900 MHz.

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

El resultado que se obtiene a 2 GHz muestra una rectificación igualmente correcta que en el caso de 900 MHz. No obstante, el nivel de DC ha disminuido ligeramente, puesto que se ha quedado en 0,3163 V.

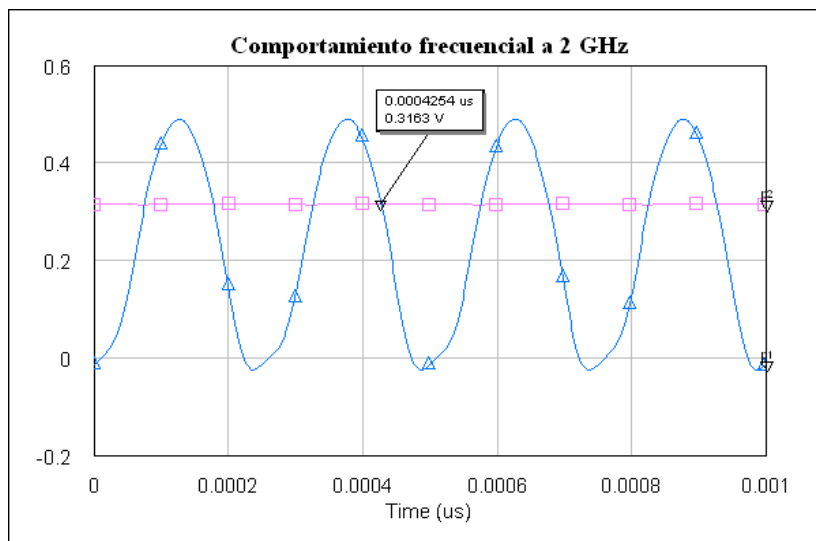


Figura 2.156 Onda rectificada con 4 diodos MA4E1317 a 2 GHz.

c) 2,45 GHz (WiFi)

Finalmente, el resultado de las señales a 2,45 GHz se muestra en la siguiente figura, donde el principal cambios es de nuevo la disminución del nivel de DC a 0,3148 V. Por tanto, se puede concluir diciendo que a medida que aumenta la frecuencia de funcionamiento del circuito, no afecta demasiado a la forma de onda rectificada, pero el nivel de continua aumenta su valor, al contrario que ocurría en los casos anteriores.

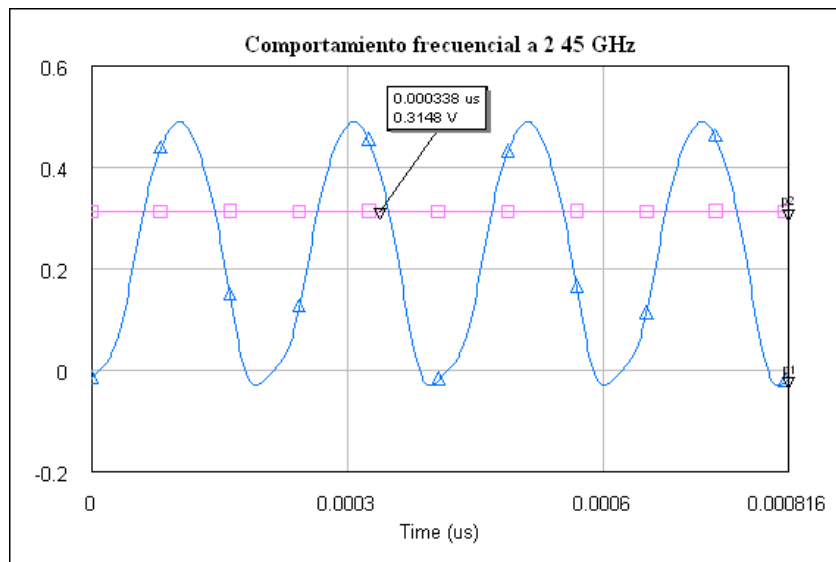


Figura 2.157 Onda rectificada con 4 diodos MA4E1317 a 2,45 GHz.

D. Espectro

Se ha simulado el circuito para una portadora de 1 GHz, y los mismos valores de 200 Ω y 100 pF. El espectro obtenido se ilustra en la siguiente figura.

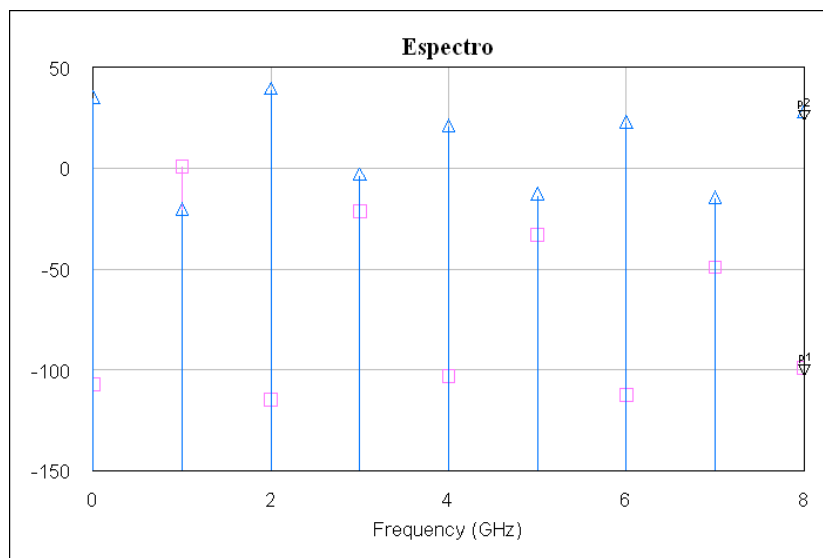


Figura 2.158 Espectro obtenido del rectificador de onda completa sin filtro usando 4 diodos MA4E1317.

En rosa se presenta el espectro a la entrada del circuito, y en azul a la salida del rectificador sin filtro. Se comprueba que aumenta el nivel de continua a la salida (componente en 0 Hz), la potencia de la portadora disminuye con mayores pérdidas que en el caso de los rectificadores de media onda, y aparecen pequeños armónicos. Con lo cual, el funcionamiento del rectificador es correcto en términos de frecuencia y armónicos.

E. Transformación Potencia a Tensión (curvas P-V)

Otra simulación que muestra la conversión de potencia a voltaje que se produce en el rectificador es la siguiente. En ella se observa en el eje x la potencia de excitación del circuito, y en el eje y el nivel de tensión de continua obtenido.

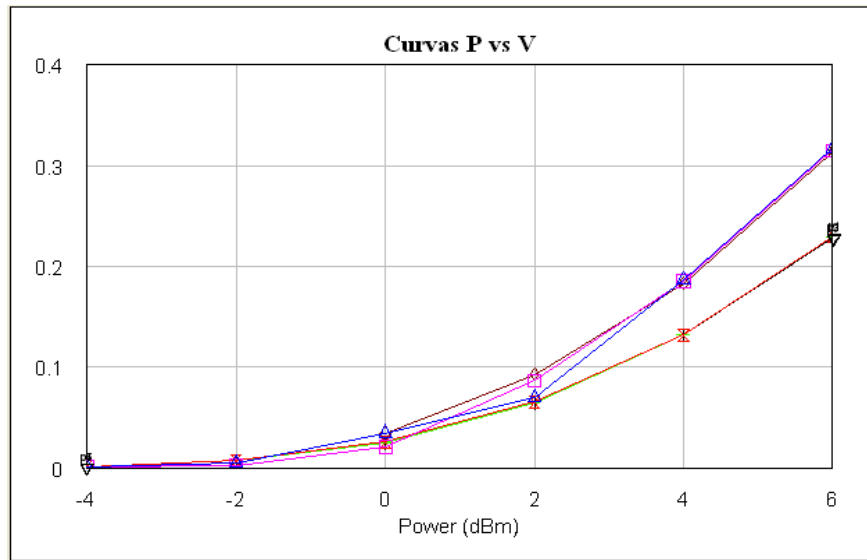


Figura 2.159 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.

Así, se puede decir que a medida que aumenta la potencia en RF con la que se excita el circuito, mayor es el nivel de tensión en continua a la salida. En concreto, el crecimiento es exponencial. Ocurre lo mismo que con los rectificadores de media onda, pero menos pronunciado: las tres curvas superiores de la gráfica son para el circuito con el filtro, y las tres inferiores sin filtro, por lo que se demuestra que el condensador aprovecha más potencia obteniendo voltajes mayores para mismos niveles de potencia.

Por último, comentar que la variación en la frecuencia casi no influye. A continuación, se estudia la variabilidad de los parámetros del circuito, como son la resistencia en la carga y el condensador que forman el filtro integrador a la salida.

a) Efecto del condensador (C)

Aunque no se aprecia claramente, en la siguiente gráfica se presentan cinco curvas para cinco valores diferentes del condensador. Para ello, se ha realizado un barrido para valores de 50, 100, 200, 500 y 1.000 pF, todos ellos simulados a 1 GHz y para una carga de 200 Ω .

Como se puede observar, los resultados no varían para ningún caso, por lo que se puede concluir diciendo que el efecto del condensador a la hora de transformar la potencia de entrada en nivel de DC a la salida es prácticamente inapreciable.

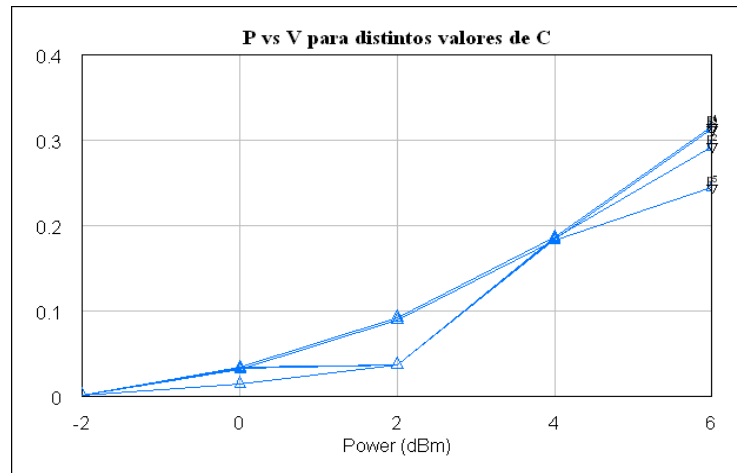


Figura 2.160 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317 para distintos valores de C.

b) Efecto de la carga (R)

El efecto de la resistencia de carga se estudia bajo las mismas condiciones que el efecto del condensador, salvo porque dicho componente se fija a 100 pF, y la resistencia se prueba para valores de 50, 100, 200, 500, 1.000 y 5.000 Ω .

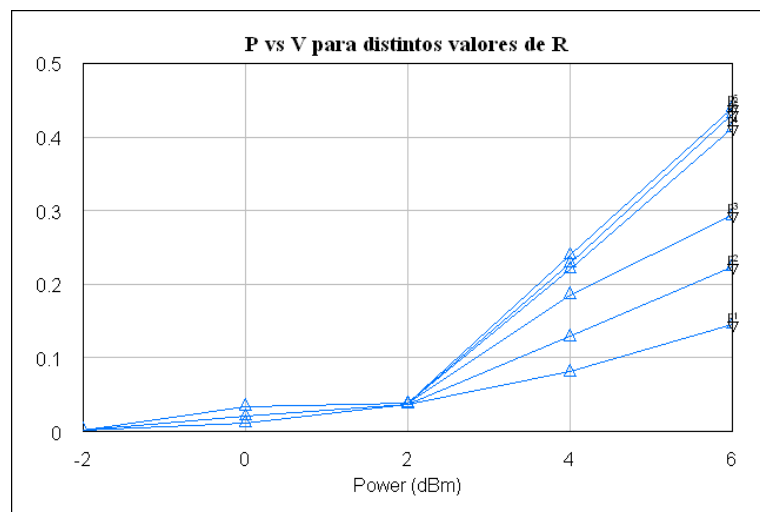


Figura 2.161 Curvas P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317 para distintos valores de R.

En la gráfica se observa que si aumenta la resistencia, aumenta la tensión para mayores niveles de potencia de excitación. Así, para los valores que se usarán realmente, desde -4 hasta 0 dBm aproximadamente, no se aprecia mucha diferencia. Pero, a partir de los 2 dBm las diferencias se acentúan considerablemente.

Las conclusiones finales que podríamos sacar del rectificador de onda completa utilizando cuatro diodos MA4E1317 son que obtenemos mejores rectificaciones, y mayores niveles de DC debido a que la rectificación es completa.

F. Simulaciones *Load-Pull*

a) Esquemático y resultados del rectificador sin filtro

El esquemático inicial de las simulaciones *Load-Pull* se muestra en la siguiente figura. Las únicas novedades son la inclusión del *HBTuner*, y de otro transformador sencillo para la referencia de tensión flotante en el puerto de salida.

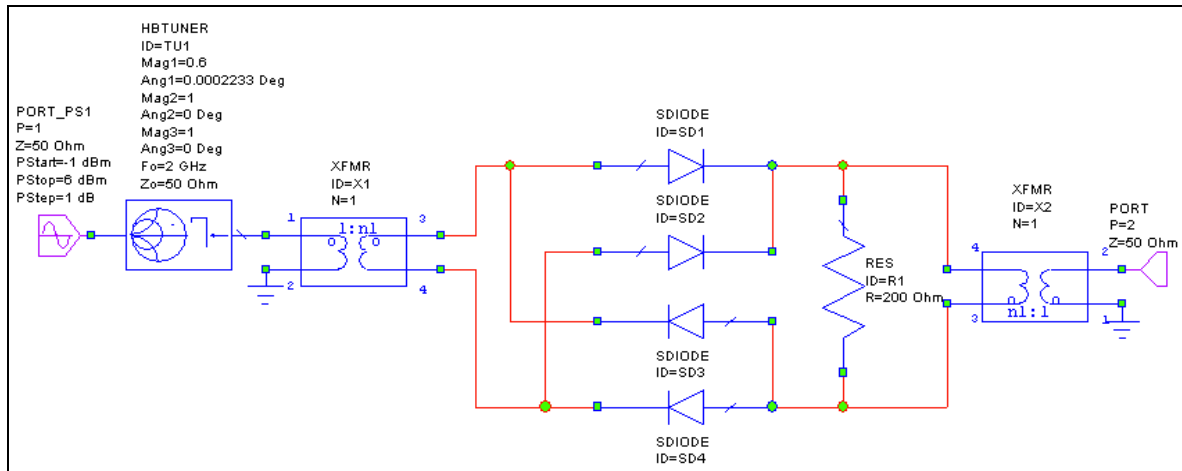


Figura 2.162 Esquemático del rectificador de onda completa con *HBTuner* usando 4 diodos MA4E1317.

Se muestran los resultados simulados a 2 GHz, que se tomarán como representativos de las otras dos frecuencias de 900 MHz y 2,45 GHz.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida con las simulaciones *Load-Pull* del rectificador sin filtro a la salida. Las curvas representan los distintos niveles del coeficiente de reflexión. Todas tienen en común el valor de su centro, que se corresponderá con el valor del coeficiente de reflexión óptimo buscado, en este caso tiene un módulo de 0,6 y una fase de aproximadamente 0°, como muestra el marcador de la gráfica.

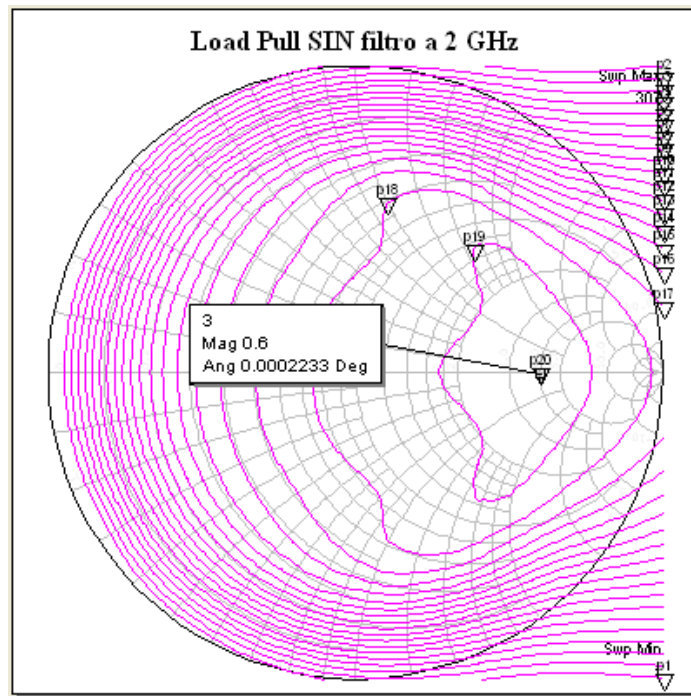


Figura 2.163 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.6 y fase de 0.0002233.

b) Rectificación de media onda sin filtro

Para ver si la modificación incluida en el circuito anterior del coeficiente de reflexión influye en su comportamiento, se representan a continuación sus formas de onda.

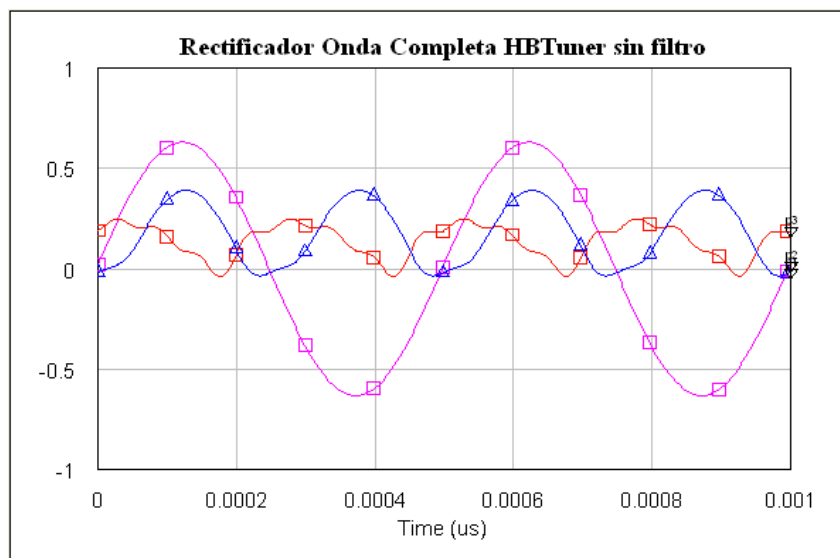


Figura 2.164 Rectificación de onda completa sin filtro:
entrada en rosa, salida en azul, salida *load-pull* en rojo.

En color rosa se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color azul se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda sin filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión.

Se observa que hay más pérdidas en este caso y un desfase distinto entre la entrada y la salida. No obstante, ese desfase no nos influirá en nuestro sistema. La forma rectificada en este caso se deforma ligeramente a causa de no existir una referencia común de tensión (masa circuital) entre la fuente y la carga

c) Esquemático y resultados del rectificador con filtro

El esquemático del rectificador de media onda con filtro es exactamente el mismo que el anterior, pero incluyendo el condensador de 100 pF a la salida.

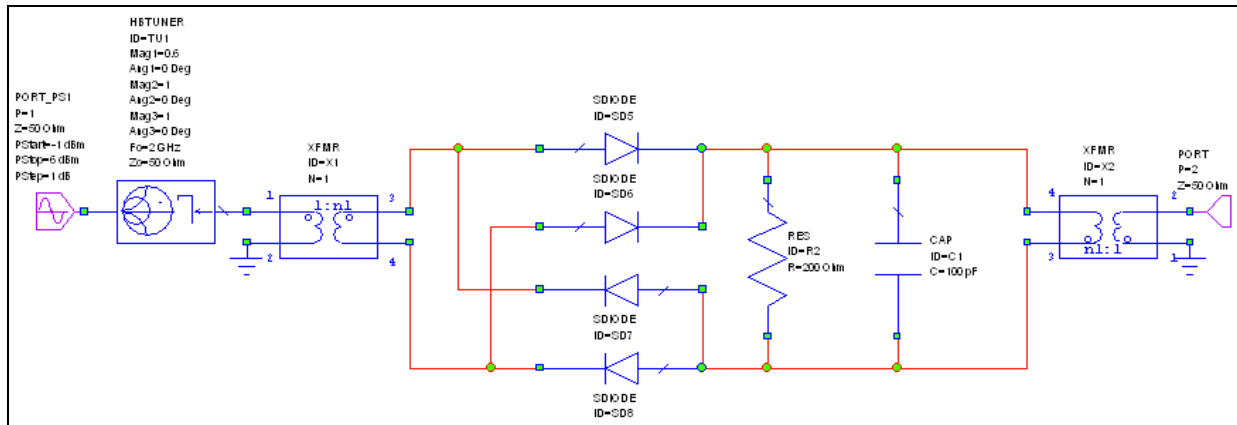


Figura 2.165 Esquemático del rectificador de onda completa con *HBTuner* y filtro usando 4 diodos MA4E1317.

A continuación se muestra la carta de Smith obtenida. El valor del coeficiente de reflexión óptimo obtenido en este caso tiene un módulo de 0,6 y un ángulo de 0°, como muestra el marcador de la gráfica.

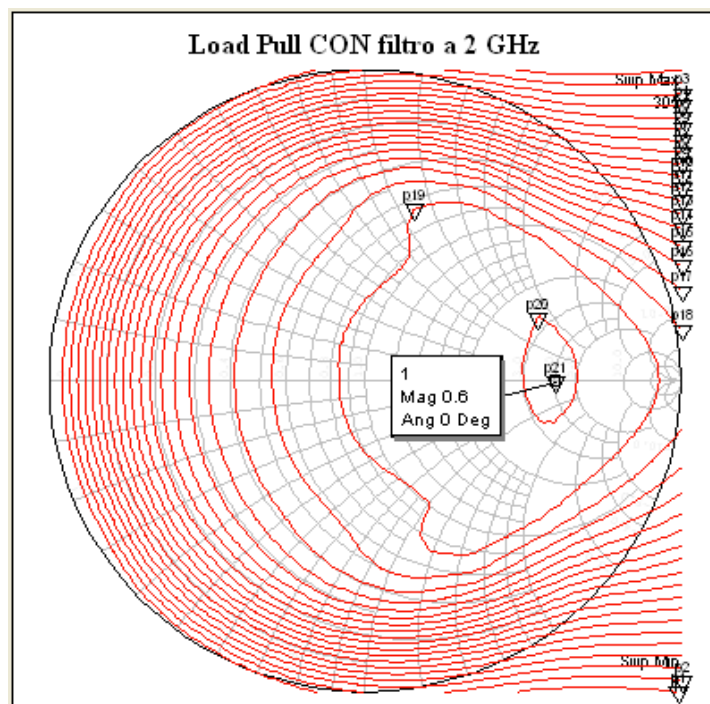


Figura 2.166 Contornos del *Load-Pull* a 2 GHz: módulo de 0.6 y fase de 0.

d) Rectificación de media onda con filtro

Las formas de onda en este caso muestran las diferencias en los niveles de DC para los circuitos con y sin filtro capacitivo.

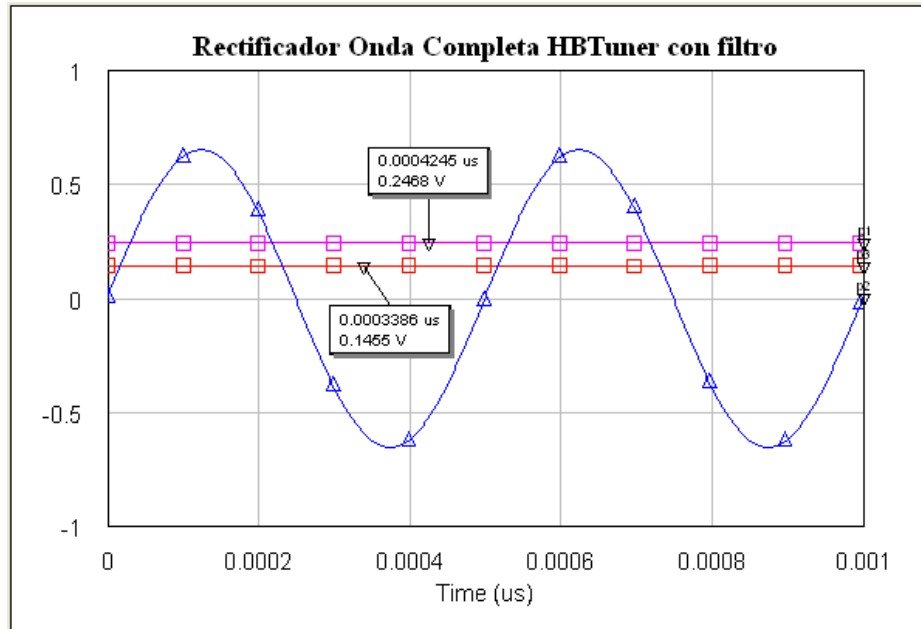


Figura 2.167 Rectificación de onda completa con filtro:
entrada en azul, salida en rosa, salida *load-pull* en rojo.

En color azul se muestra la entrada al circuito del rectificador, en color rojo su salida, y en color rosa se muestra lo que sería la salida del mismo rectificador de media onda con filtro y sin *HBTuner*, es decir, con el valor original del coeficiente de reflexión. Merece la pena destacar que los resultados de estas simulaciones producen un nivel ligeramente inferior que los resultados originales. En concreto, se pasa de obtener un nivel de 0,2468 V a obtener un nivel de DC de 0,1455 V.

e) Otros resultados

Para finalizar con los resultados de las simulaciones *Load-Pull*, se analizarán otras gráficas igualmente importantes, como son las variaciones en frecuencia de la potencia y la tensión, sus relaciones, y el espectro del sistema final.

i) Potencia total.

La potencia total a la salida del rectificador a lo largo del rango de frecuencias utilizado se mantiene constante, como se muestra en la siguiente figura, donde la potencia de excitación en ambas curvas es de 5 dBm. En los dos casos se obtienen los mismos resultados. El detalle que si se repite en ambos casos es que, al alcanzar los 2,95 GHz, la potencia sufre una caída muy abrupta. Por tanto, el sistema dejará de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz de frecuencia, valor que no afecta a las aplicaciones que ocupan el presente proyecto.

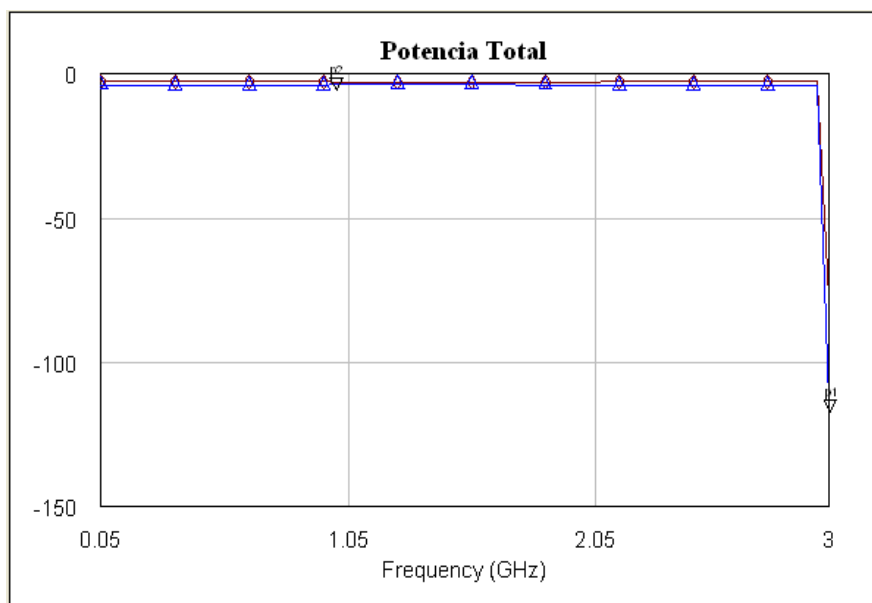


Figura 2.168 Potencia a salida del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317
(con filtro en marrón, sin filtro en azul).

ii) Tensión.

El nivel de voltaje se mantiene constante a medida que aumenta la frecuencia, como muestra la siguiente figura. Al igual que ocurre con la potencia, la tensión a la salida del circuito es superior si se utiliza el filtro capacitivo, y deja de funcionar correctamente justo antes de alcanzar los 3 GHz. La curiosidad en este caso es que se produce un pequeño salto incremental entre 0,95 y 1 GHz, de aproximadamente 0,006 V en ambos casos.

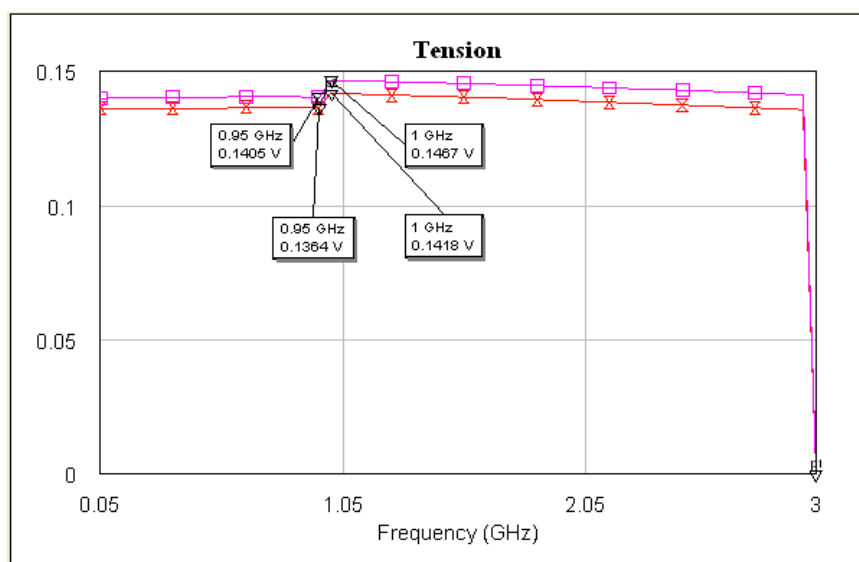


Figura 2.169 Voltaje a salida del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317
(con filtro en rosa, sin filtro en rojo).

iii)P-V.

En las curvas de transformación P-V, como cabía esperar, a medida que aumenta la frecuencia, se obtienen menores niveles de tensión para los mismos valores de potencia. Además, el filtro mejora ligeramente los resultados, como se ha ido demostrando en figuras anteriores.

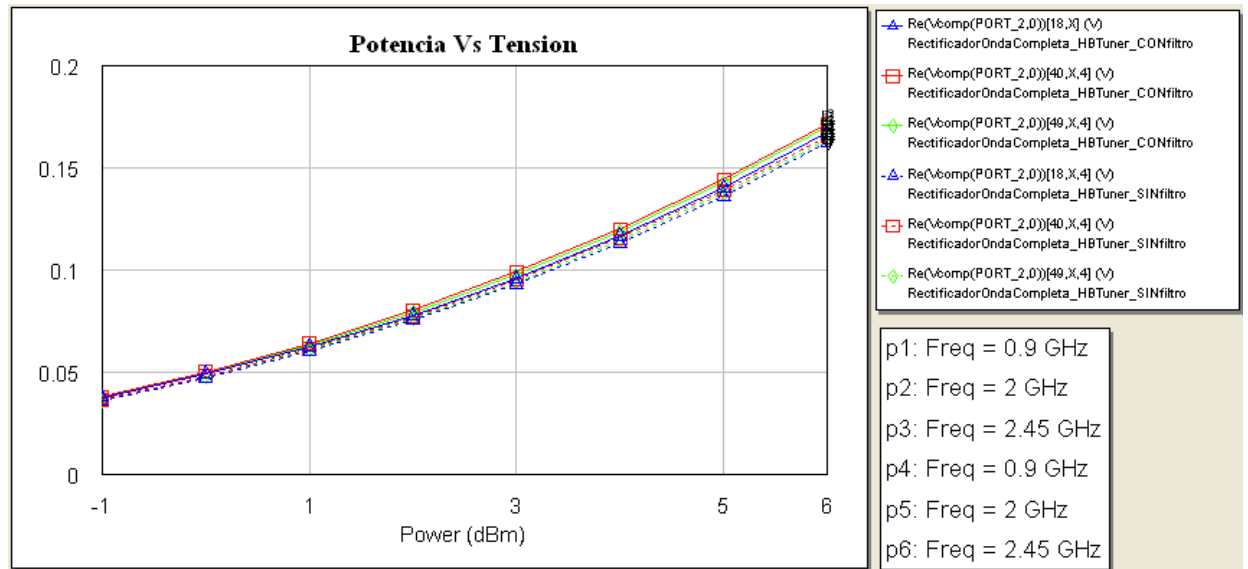


Figura 2.170 Curvas de transformación P-V del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.

iv)Espectro.

El espectro obtenido en este caso muestra en rosa los resultados del rectificador sin filtro, y en azul con filtro. La gráfica ilustra que el rectificador sin filtro obtiene a su salida la señal al doble de la frecuencia de portadora de 2 GHz, además de la componente continua. En cambio, tras el filtro, sólo se obtiene la componente en DC de la señal, como era de esperar tras un filtro integrador. El resto de armónicos son nulos porque están cortocircuitados en los esquemáticos mediante los dispositivos *HBTuner*.

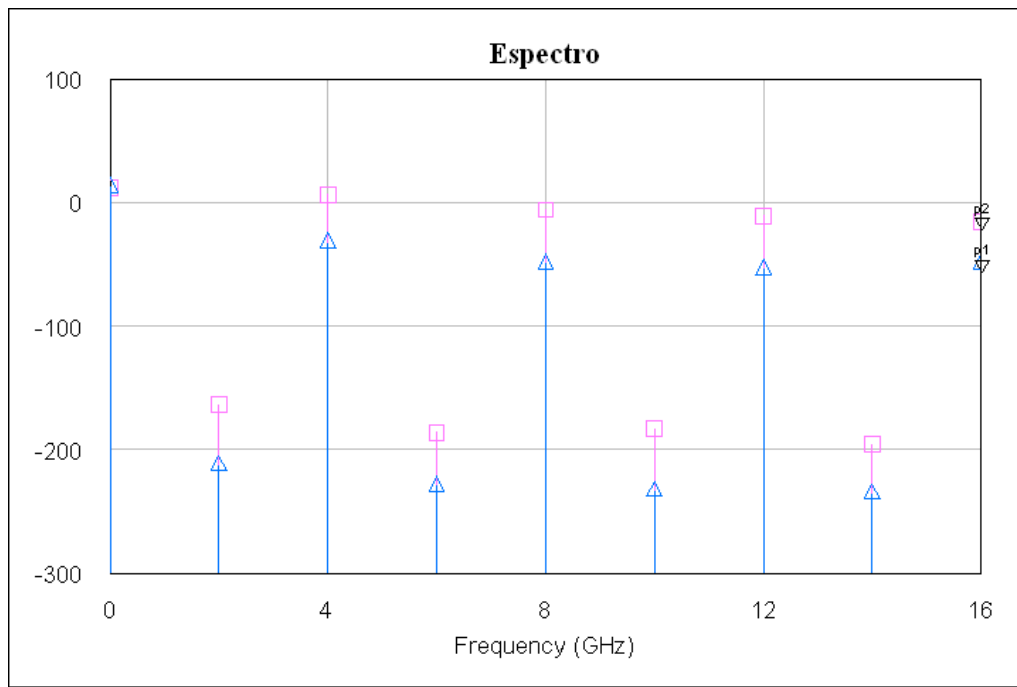


Figura 2.171 Espectro a la salida del rectificador de onda completa con 4 diodos MA4E1317.

Referencias del capítulo 2

- [1] Federico Miraya. *Rectificación*. Electrónica III. 2002. Disponible [Internet]: <<http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/rectif.pdf>> [2002]
- [2] M^a Eugenia Lascano, M^a Luz Martínez Ricci, Alberto Scarpettini. *Circuitos con diodos con aplicaciones*. Laboratorio de Electrónica. Universidad de Buenos Aires. Disponible [Internet]: <http://focuslab.lfp.uba.ar/public/Electronica/Informes/Diodos_Lascano-MRicci-Scarpettini.PDF> [21 de octubre de 2011]
- [3] Adrio Communications Ltd. *Types of Diode*. Disponible [Internet]: <<http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/diodes/types-of-diodes.php>>
- [4] George D. Vendelin, Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rhode. *Microwave Circuit Design Using Linear and Non Linear Techniques*. Segunda Edición, John Wiley & Sons, Inc., Publication. [2005].
- [5] Adrio Communications Ltd. *The Schottky barrier diode*. Disponible [Internet]: <http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/schottky_diode/schottky_barrier_diode.php>
- [6] Agilent Technologies, Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes, Technical Data, HSMS-282x Series.
- [7] Macom Technology Solutions, GaAs Flip Chip Schottky Barrier Diodes, Data Sheets, MA4E131x Series.

Capítulo 3

Antenas

3.1 Introducción

El tercer capítulo del proyecto trata sobre las antenas que se utilizarán como receptoras, y que irán conectadas a los rectificadores diseñados en el capítulo anterior. Se divide en tres grandes bloques: el primero de ellos presenta un informe de rectificadores que se utilizarán con los nuevos valores de frecuencia, mientras que en el segundo se ilustran tres antenas que trabajan cada una de ellas a una frecuencia diferente, y en el tercer bloque se muestran tres diseños de antenas multifrecuencia, es decir, que trabajan a tres frecuencias distintas a la vez.

Como introducción breve a las antenas de una frecuencia, se expondrán las bases teóricas de las antenas de parches, que será la configuración elegida, por ser muy sencilla y adaptarse perfectamente a las necesidades presentes en el proyecto.

Para las antenas multifrecuencia se diseñarán por separado los anillos resonadores (*SRRs*, *Split Ring Resonators*) a cada una de las tres frecuencias, y finalmente se realizarán tres diseños finales que usarán tanto parches como anillos resonadores. Se discutirá cuál de ellos es la mejor configuración posible.

3.2 Informe sobre los rectificadores

Tras concluir el estudio de los rectificadores en el capítulo anterior, y analizar los posibles diseños de las antenas que se van a explicar, se observó un comportamiento evitable en las simulaciones de los primeros prototipos de antenas.

Se pudo comprobar que el funcionamiento de las antenas a las tres frecuencias de 900 MHz, 2 GHz y 2,45 GHz era el correcto, pero no el apropiado. Se observó que al trabajar a 900 MHz, las antenas producían una resonancia más pronunciada de lo deseable en el valor aproximado de 1800 MHz. Ello era debido a la aparición en el rango de frecuencias de trabajo del segundo armónico de 900 MHz, que como bien es sabido, tiene como valor el doble de su frecuencia de trabajo.

A efectos prácticos, ese armónico no influye en el funcionamiento de las antenas para nuestro objetivo final. De hecho, la dirección de radiación a esa frecuencia de 1800 MHz va a ser totalmente distinta al del resto de las otras tres frecuencias de trabajo. No obstante, con el fin de aclarar el comportamiento de las antenas, que luego influirá directamente en el de la rectena final, optamos por cambiar el valor de la primera de las tres frecuencias. Por lo tanto, los rectificadores que se fabricaron finalmente trabajan a 1800 MHz, 2 GHz y 2,45 GHz, evitando así la aparición de armónicos y asegurándonos un comportamiento correcto de la rectena final.

A continuación, se presenta un informe con las principales simulaciones de los mismos. Y a lo largo del resto del presente capítulo se mostrarán las simulaciones completas de las antenas en esos tres valores frecuenciales.

3.2.1 Rectificadores de media onda

A. Rectificador de media onda con diodo HSMS-2820

El esquemático del rectificador de media onda, utilizando el diodo HSMS-2820, es el mismo que se presentó en el capítulo 2, tal y como se muestra en la siguiente figura.

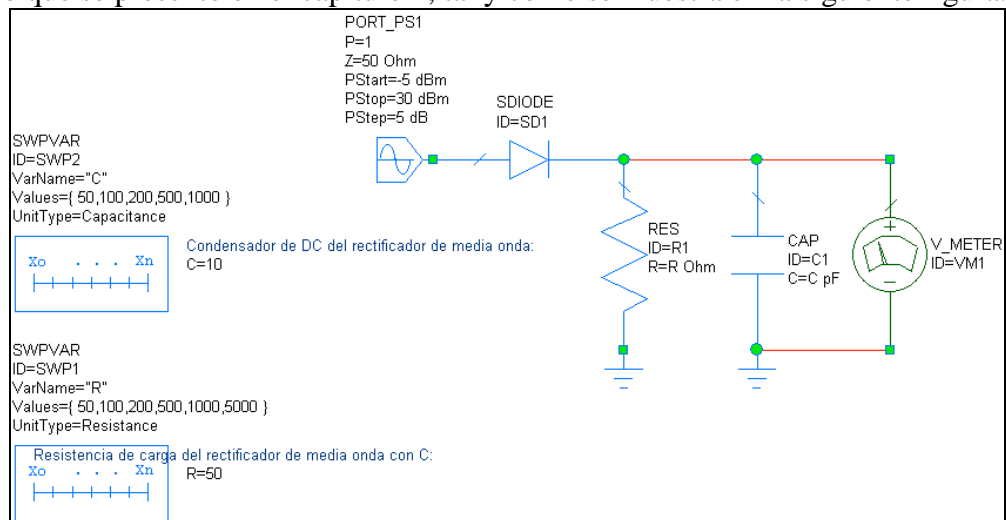


Figura 3.172 Esquemático del rectificador de media onda con diodo HSMS-2820, con filtro adaptativo.

En las tres siguientes figuras se muestra el comportamiento para los tres valores de frecuencia del rectificador de media onda con filtro capacitivo, usando el diodo HSMS-2820.

a) 1800 MHz (Comunicaciones móviles)

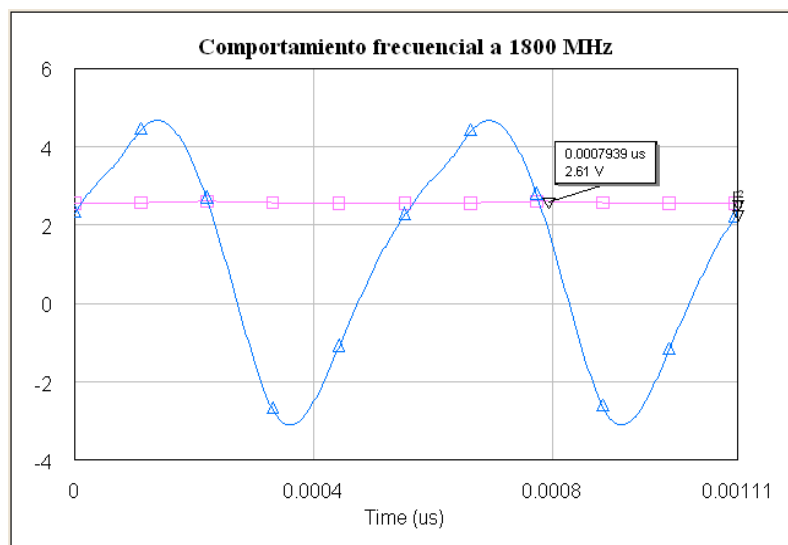


Figura 3.173 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 1800 MHz.

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

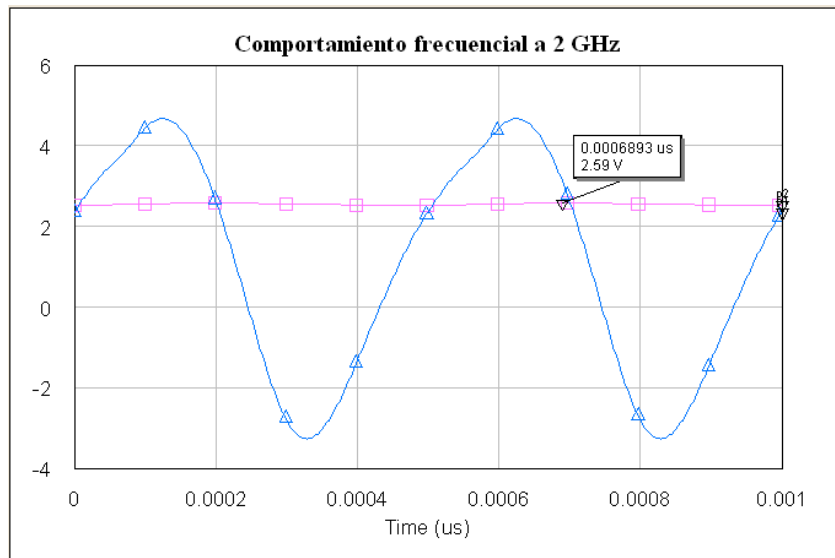


Figura 3.174 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 2 GHz.

c) 2,45 GHz (WiFi)

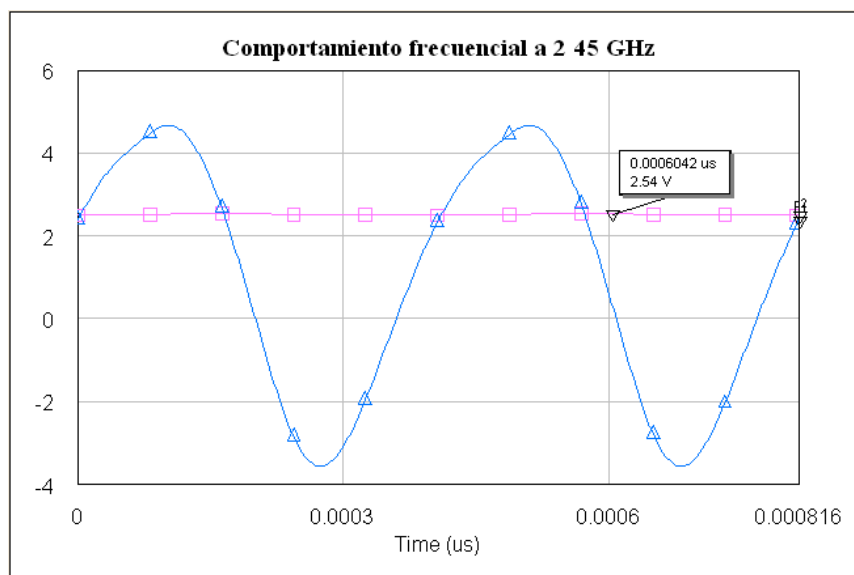


Figura 3.175 Onda rectificada con diodo HSMS-2820 a 2,45 GHz

B. Rectificador de media onda con diodo MA4E1317

Siguiendo el mismo procedimiento que para el caso anterior, el esquemático del rectificador de media onda, utilizando el diodo MA4E1317, se muestra en la siguiente figura.

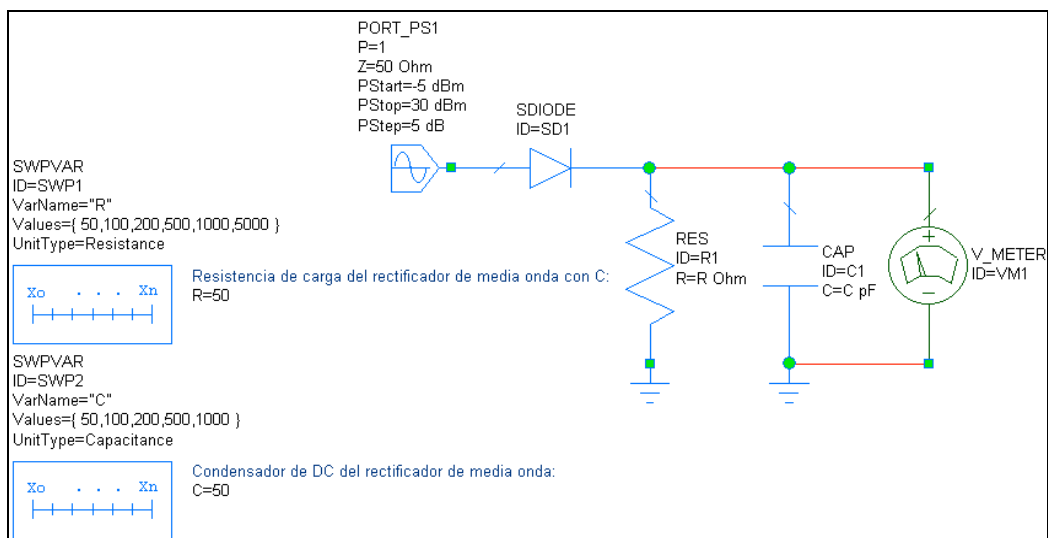


Figura 3.176 Esquemático del rectificador de media onda con diodo MA4E1317, con filtro adaptativo.

En las tres siguientes figuras se muestra el comportamiento para los tres valores de frecuencia del rectificador de media onda con filtro capacitivo, usando el diodo MA4E1317.

a) 1800 MHz (Comunicaciones móviles)

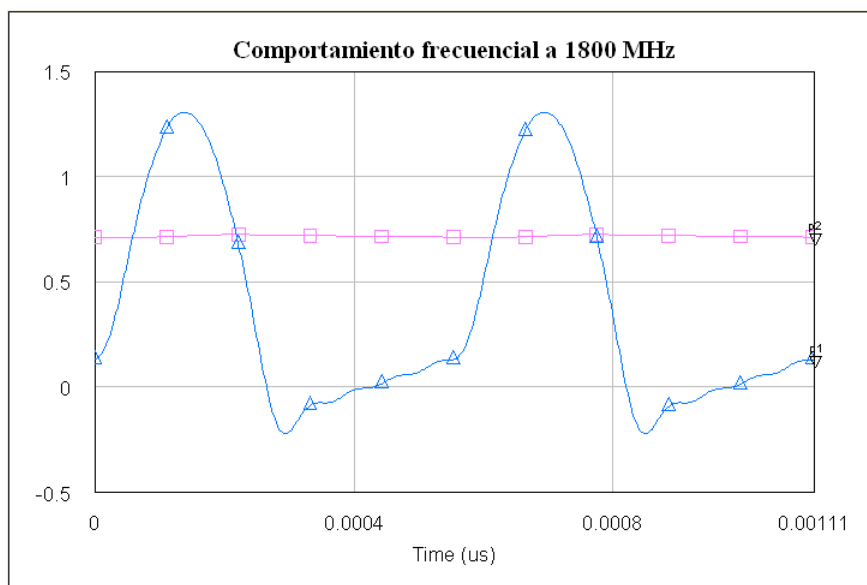


Figura 3.177 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 1800 MHz.

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

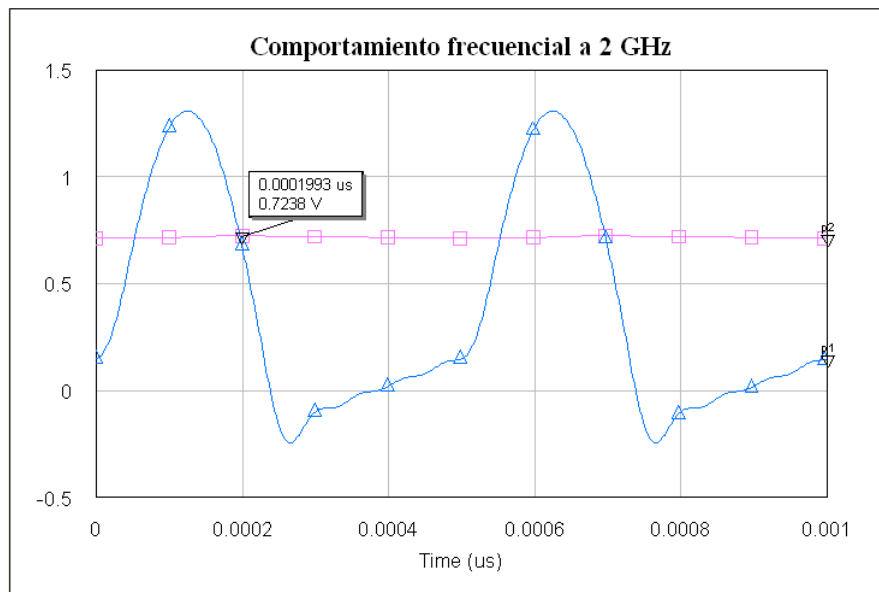


Figura 3.178 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 2 GHz.

c) 2,45 GHz (WiFi)

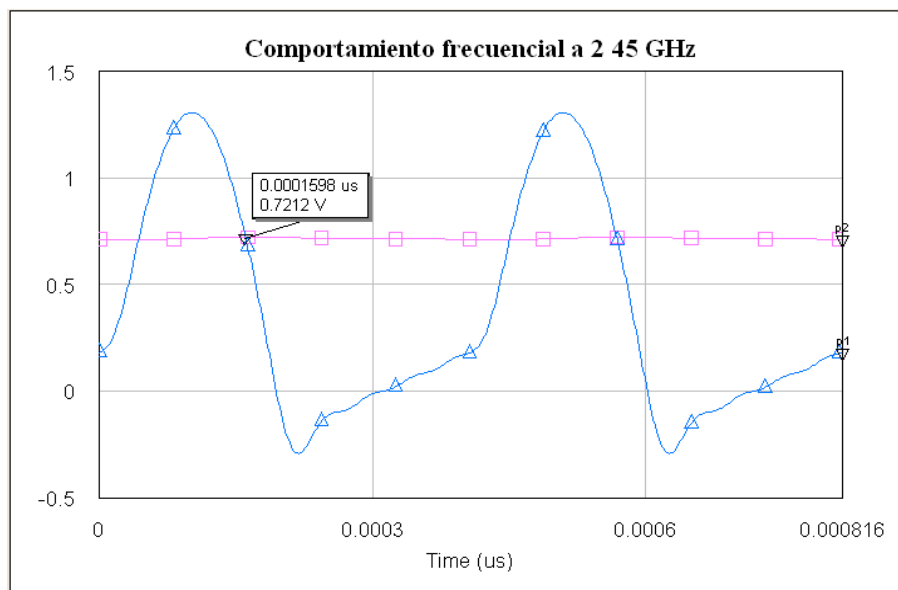


Figura 3.179 Onda rectificada con diodo MA4E1317 a 2,45 GHz

3.2.2 Rectificadores de onda completa

A. Rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820

El esquemático del rectificador de onda completa, utilizando dos diodos HSMS-2820, se muestra en la siguiente figura.

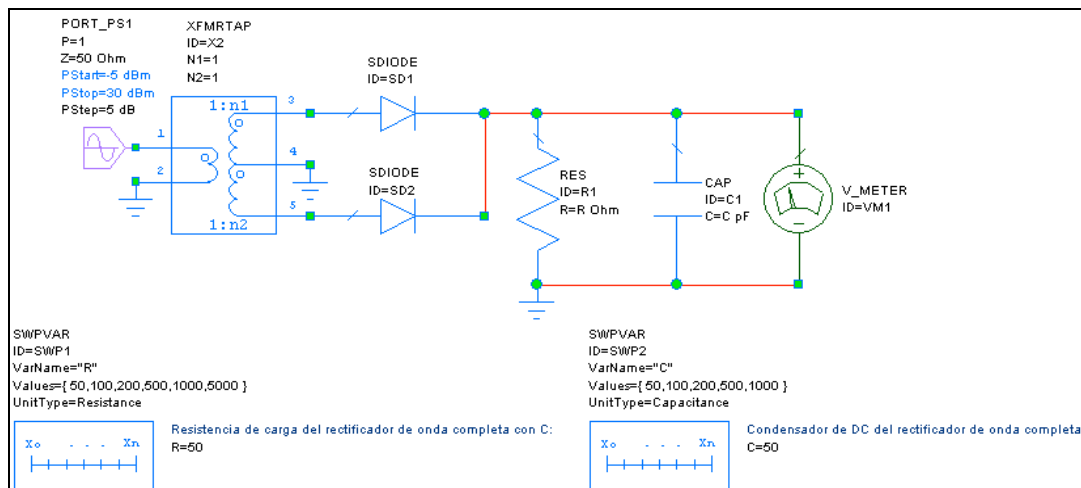


Figura 3.180 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos HSMS-2820, con filtro adaptativo.

a) 1800 MHz (Comunicaciones móviles)

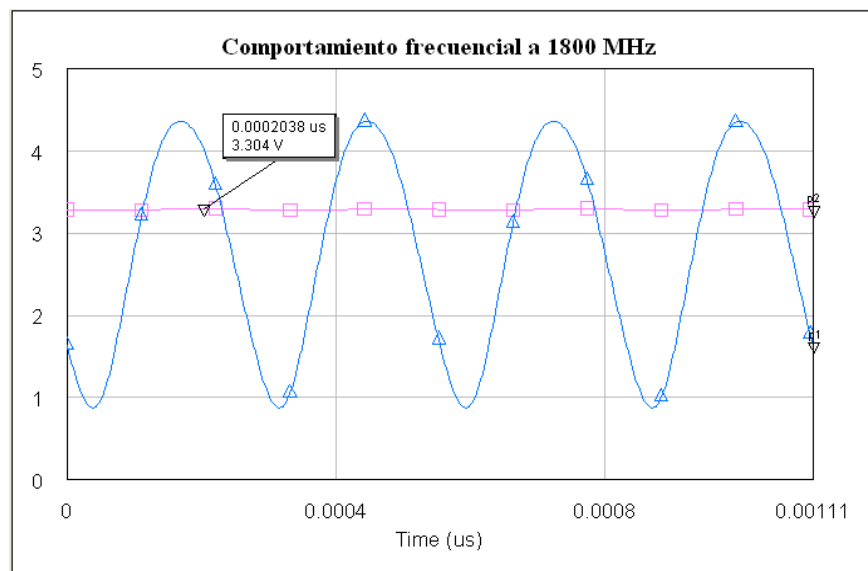


Figura 3.181 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 1800 MHz.

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

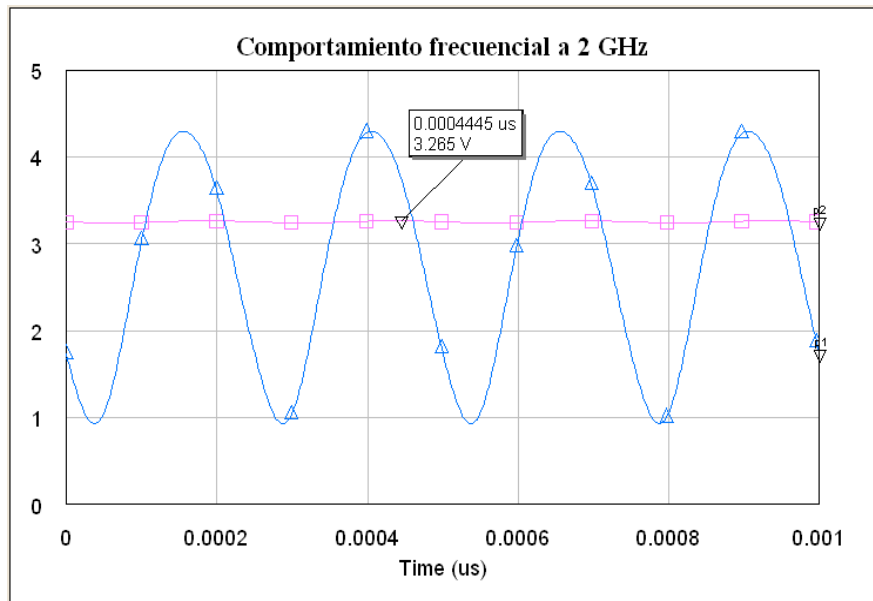


Figura 3.182 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 2 GHz.

c) 2,45 GHz (WiFi)

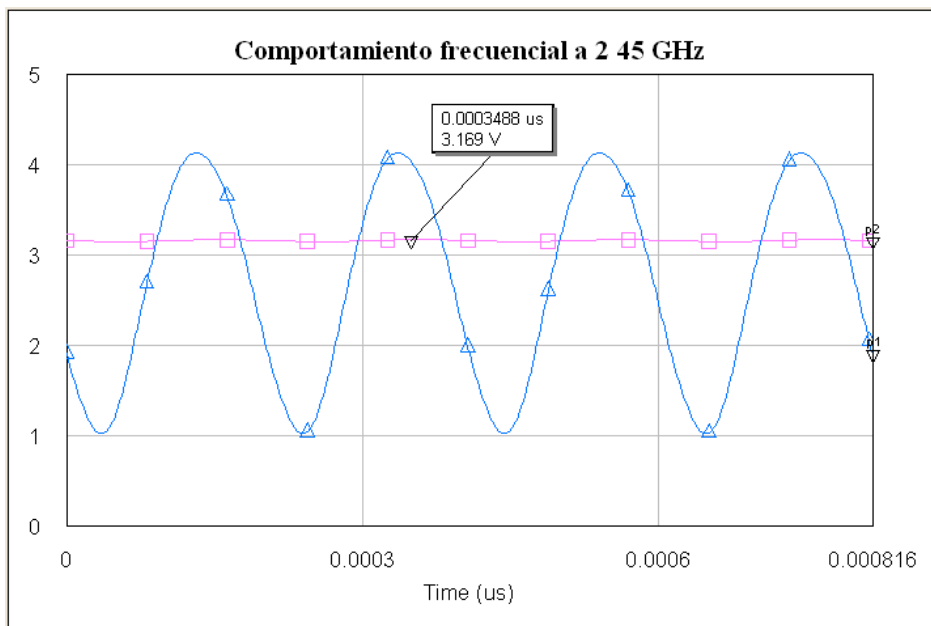


Figura 3.183 Onda rectificada con diodos HSMS-2820 a 2,45 GHz.

B. Rectificador de onda completa con dos diodos MA4E1317

Siguiendo el mismo procedimiento que para el caso anterior, el esquemático del rectificador de onda completa, utilizando dos diodos MA4E1317, se muestra en la siguiente figura.

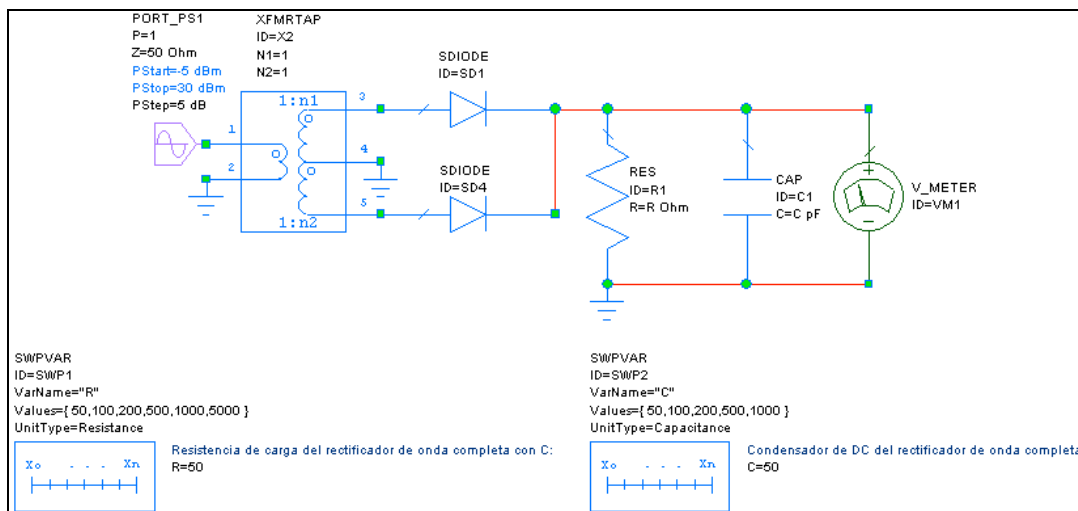


Figura 3.184 Esquemático del rectificador de onda completa con diodos MA4E1317, con filtro adaptativo.

a) 1800 MHz (Comunicaciones móviles)

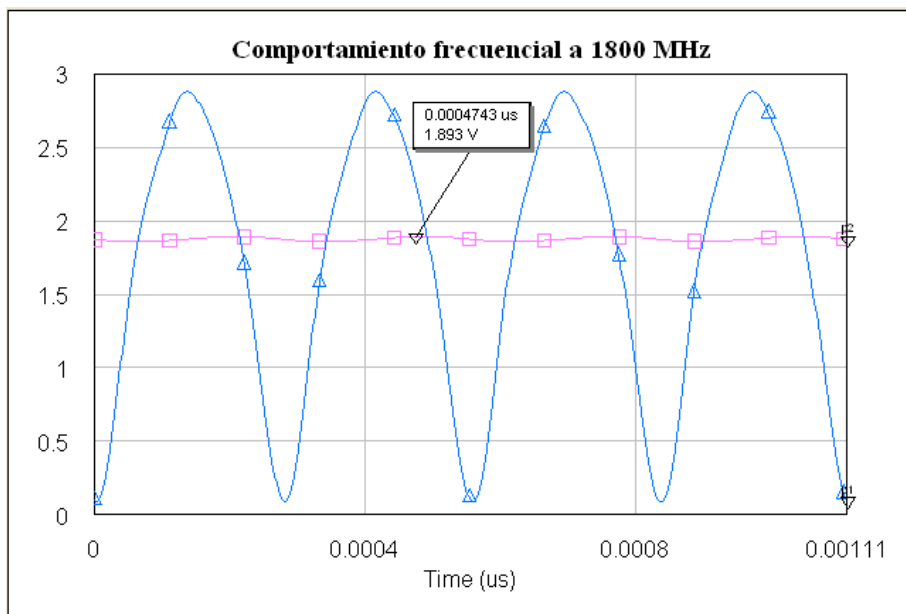


Figura 3.185 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 1800 MHz.

b) 2 GHz (Comunicaciones móviles)

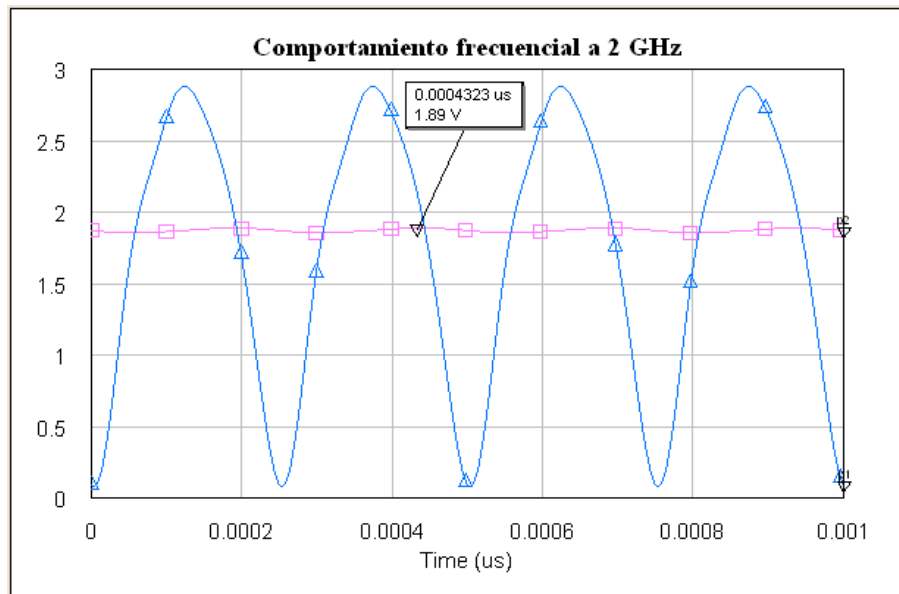


Figura 3.186 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 2 GHz.

c) 2,45 GHz (WiFi)

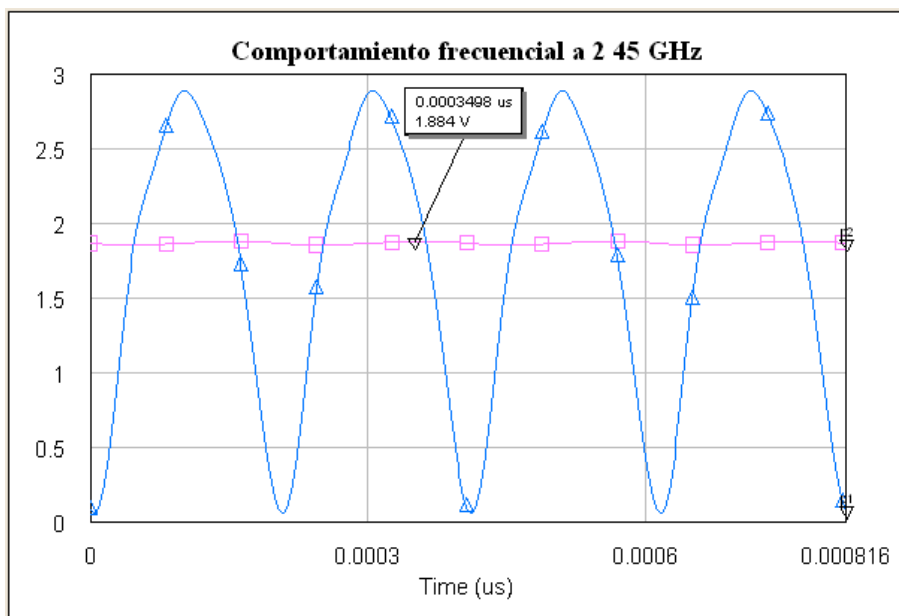


Figura 3.187 Onda rectificada con diodos MA4E1317 a 2,45 GHz.

3.3 Antenas de parches

Las antenas impresas, de tipo parche también denominadas antenas *microstrip* (microtira) se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre sustrato dieléctrico. Las dimensiones se eligen de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación.

Los primeros diseños datan de la década de los 50, y se empiezan a utilizar en sistemas a partir de los años 70.

La estructura consiste en un parche metálico (dimensiones comparables a λ), sobre un sustrato dieléctrico sin pérdidas. El grosor oscila entre 0.03λ y 0.05λ . La constante dieléctrica (ϵ_r) puede tomar valores típicos de 2 a 12. En la parte inferior de la estructura se tiene un plano conductor perfecto.

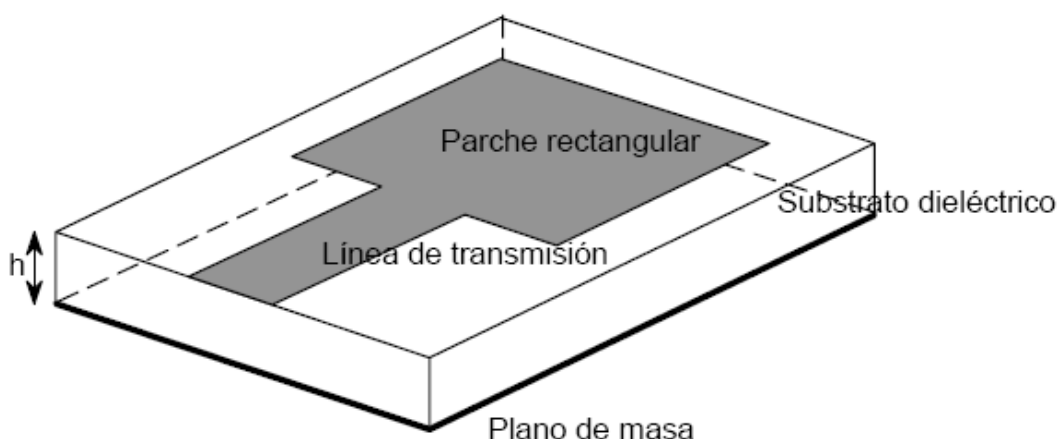


Figura 3.188 Estructura de un parche rectangular.

Las ventajas más importantes son su bajo perfil, se pueden adaptar a la forma de la estructura (plana o curvada), su fabricación es sencilla y barata, son robustas, combinables con circuitos integrados de microondas, y se pueden diseñar para trabajar a diversas frecuencias y con distintas polarizaciones.

Los inconvenientes más importantes son su baja eficiencia, limitada potencia, alto factor de calidad, pobre pureza de polarización, son de banda estrecha y además la radiación de las líneas puede modificar los parámetros de las antenas.

Las aplicaciones más importantes son para antenas de los sistemas de teledetección (sistemas de radar a bordo de satélites), sistemas de posicionamiento global, antenas de móviles, aplicadores de calor de tratamientos de hipertermia, altímetros de aviones, aplicaciones militares y en general todos los sistemas a frecuencias de microondas.

3.3.1 Formas de los parches

Se pueden encontrar radiadores de las formas más diversas, aunque las geometrías más habituales son las circulares y rectangulares.

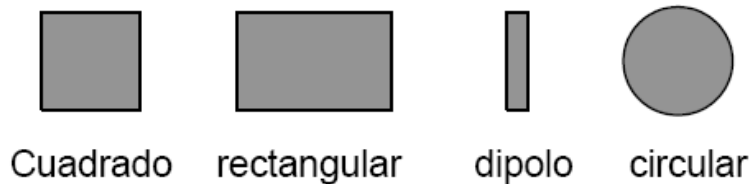


Figura 3.189 Geometrías habituales de los parches.

Otras formas menos habituales son las elípticas, triangulares o en forma de anillo.

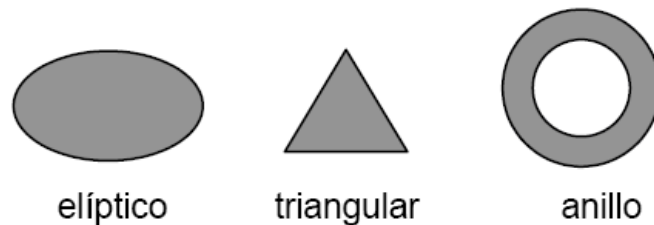


Figura 3.190 Geometrías menos habituales de los parches.

Para el presente proyecto será suficiente con usar la forma más habitual como es la cuadrada de longitud de lado aproximadamente fijada a $\lambda/2$.

3.3.2 Alimentación

Las antenas se pueden alimentar a través de líneas impresas, o bien a través de ranuras, sondas coaxiales, o bien por acoplamiento a las cavidades.

Una de las formas más habituales es la alimentación a través de una línea de transmisión en el mismo plano del parche.

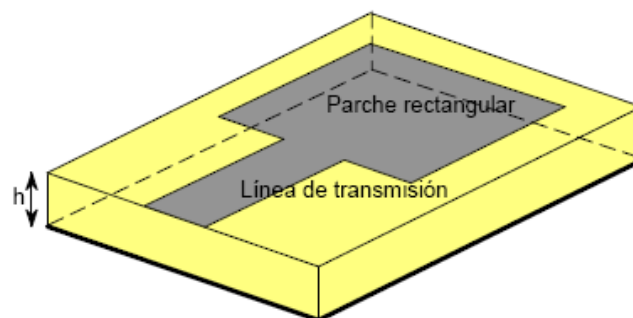


Figura 3.191 Alimentación mediante línea de transmisión.

La alimentación a través de un coaxial también es bastante frecuente, sobre todo en antenas poco directivas. En este proyecto se usará esta segunda alimentación para el parche, como se presenta en la siguiente figura.

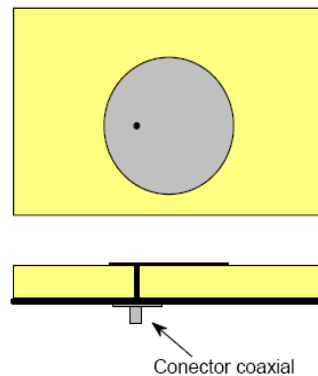


Figura 3.192 Alimentación mediante coaxial.

Otras formas de alimentación son el acoplamiento por proximidad, en una estructura multicapa, como se ilustra en la figura siguiente.

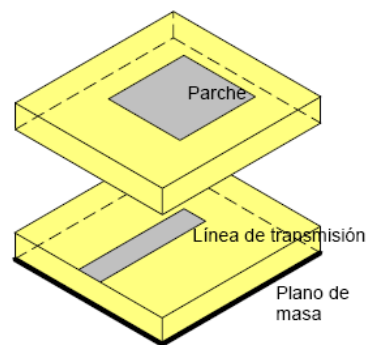


Figura 3.193 Alimentación mediante acoplamiento por proximidad.

Y finalmente el acoplamiento a través de una ranura, como muestra la figura que aparece a continuación.

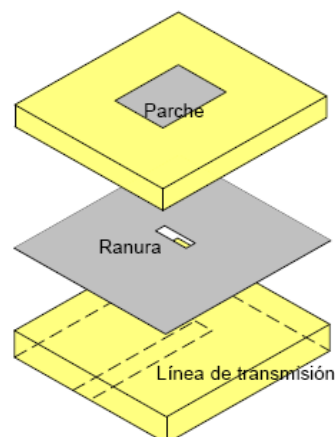


Figura 3.194 Alimentación mediante acoplamiento de una ranura.

3.3.3 Principios de funcionamiento

Las antenas *microstrip* se pueden analizar de muy diversas formas, desde los modelos más simples, basados en líneas de transmisión o cavidades hasta los más complejos, utilizando métodos numéricos o espectrales.

La línea de transmisión *microstrip* consiste en un conductor separado por un dieléctrico sobre un plano de masa, tal y como se vio en la sección 2.5.1 del capítulo anterior.

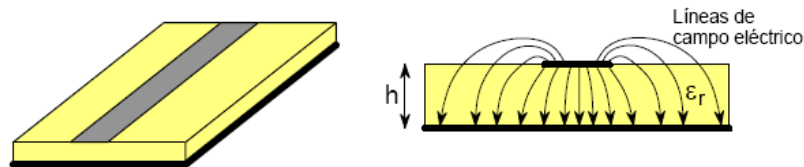


Figura 3.195 Línea de transmisión *microstrip*.

El modo fundamental es quasi-TEM, estando la mayor parte del campo confinado en el dieléctrico.

El dieléctrico es eléctricamente delgado ($0.003\lambda < h < 0.05\lambda$), para evitar fugas y ondas superficiales. La permitividad está en el rango $3 < \epsilon_r < 10$, para que las líneas de campo estén confinadas en torno a la línea *microstrip*.

3.3.4 Parches cuadrados

El comportamiento de una antena de parche es similar al de una cavidad, debido a la presencia de las paredes formadas por los campos eléctrico y magnético, como se puede observar en la figura que sigue. Dentro de la cavidad, se generan ondas estacionarias entre ambas paredes eléctrica y magnética. Su funcionamiento es parecido a un circuito resonante con pérdidas.

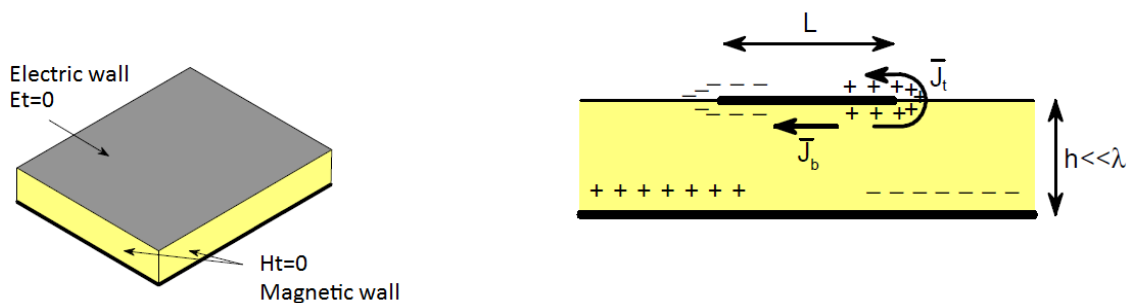


Figura 3.196 Antena de parche modelada como una cavidad.

A pesar de utilizar parches cuadrados, se presenta a continuación su caso general, que es el parche rectangular, donde los parámetros a analizar serán las longitudes de sus lados: el largo (L) y el ancho (W).

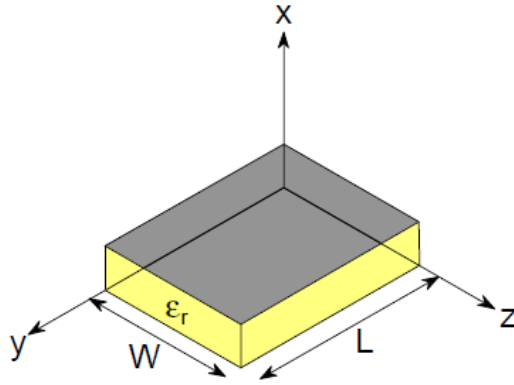


Figura 3.197 Parámetros del parche rectangular.

Si $L > W$, el modo fundamental será el TEM_{010} , como se muestra en la siguiente figura (izquierda), y si $W > L$ o $W > L/2$, el modo fundamental será el TEM_{100} de la siguiente figura (derecha).

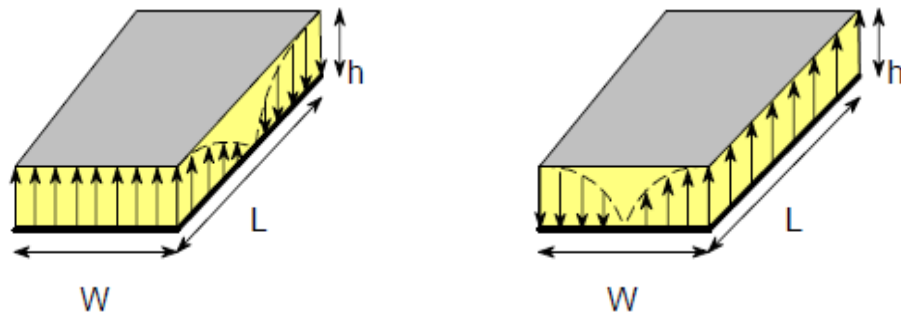


Figura 3.198 Modo fundamental TEM_{010} (izquierda) y modo fundamental TEM_{100} (derecha).

La frecuencia de resonancia se puede expresar en cada caso como sigue:

$$(f_r)_{010} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}; (f_r)_{100} = \frac{c_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

El diagrama de radiación tendrá una forma parecida a la que se muestra en la siguiente figura.

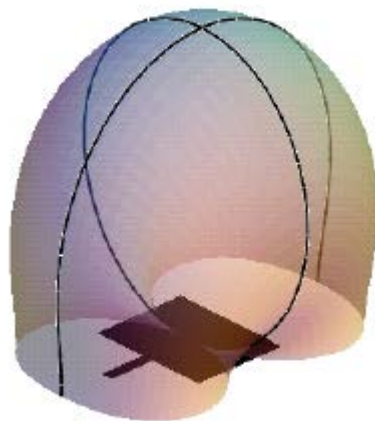


Figura 3.199 Diagrama de radiación para el modo fundamental de un parche rectangular.

Existe un compromiso importante que será necesario estudiar en el diseño del parche: cómo se relacionan el grosor y la permitividad del dieléctrico con el factor de calidad y el ancho de banda. Se observará que a mayor permitividad del dieléctrico y menor grosor (tal y como se explicó anteriormente, el comportamiento del parche como una cavidad), menor resulta ser el factor de calidad. Además, si el factor de calidad disminuye, el ancho de banda se hace más estrecho. Por tanto, los parámetros principales serán el grosor y la baja permitividad.

La polarización más habitual del parche rectangular es la polarización lineal, que será la que se utilizará en el presente proyecto.

3.3.5 Aplicaciones de las antenas de parche

Las antenas de parche se pueden utilizar en forma de agrupaciones, con alimentación serie o paralelo. En general el ancho de banda que se consigue es muy reducido, y las características de radiación son relativamente malas. En este proyecto, se realizará un diseño que permita obtener suficiente ancho de banda, y funcionamiento a una o varias frecuencias. Sus ventajas más importantes son su reducido peso y dimensiones y la facilidad de integrarlas con circuitos de microondas.

A. Parche cuadrado a 1800 MHz

La primera decisión que se ha de tomar es la forma del parche. En este caso, se elige un parche sencillo cuadrado, como se ha mencionado en la introducción previa. Además de conseguir un funcionamiento correcto a cada frecuencia, este modelo servirá de paso inicial para el diseño de las antenas multifrecuencia que se presentarán en la siguiente sección 3.4. La razón por la que se decide que sea cuadrado en lugar de rectangular es porque se mantiene la simetría en el diseño y se consigue una ganancia ligeramente mayor.

A continuación se elige el sustrato sobre el que se imprimirá el parche. Como se mencionó en la introducción, lo ideal sería elegir un sustrato con permitividad baja y de un grosor lo más elevado posible, lo cual nos proporcionaría un ancho de banda mayor y

unas pérdidas de radiación menores. Por lo tanto, se escoge una $\epsilon_r = 2.4$. Existe una limitación en cuanto al grosor máximo, teniendo que ser $h \leq 0,1\lambda$, siendo λ la longitud de onda en el sustrato. Con esto tenemos que:

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{\sqrt{2,0177} \cdot 1800 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}} = 11,733 \text{ cm} \quad (3.2)$$

donde la constante ϵ_{eff} se define como:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \approx 2,0177 \quad (3.3)$$

con $W=31,1376 \text{ mm}$ (ancho de línea de transmisión para 1800 MHz) y $h=10 \text{ mm}$ (valor suficientemente grande y disponible en el laboratorio). Estas medidas se obtuvieron mediante la herramienta *TxLine 2003* del *Microwave Office* ©, como se muestra en la siguiente captura.

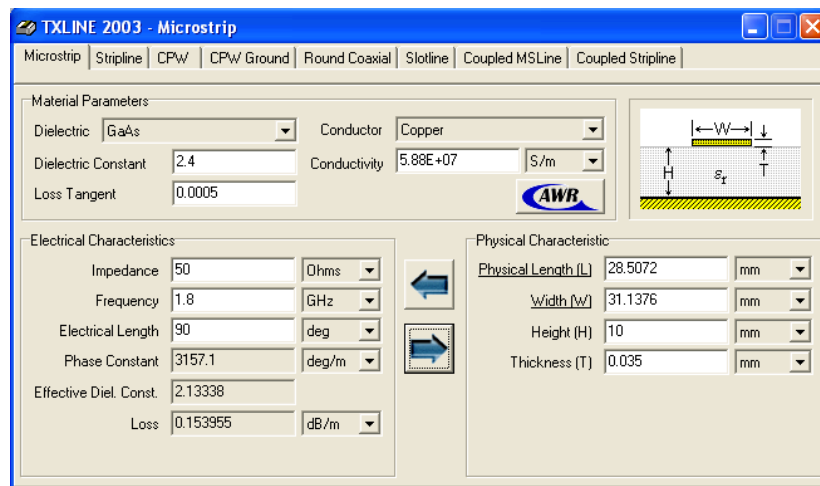


Figura 3.200 Captura del *TxLine 2003* para líneas *microstrip* a 1800MHz.

Con lo que tenemos que el grosor del sustrato de 10 mm es correcto.

Establecidos la forma del parche, el grosor máximo y la permitividad de nuestro sustrato, sólo queda definir la forma de alimentar al parche. En este caso, se elige por cable coaxial porque es perfectamente válido para conseguir polarización lineal, que es la que se busca en el proyecto.

Finalmente, el tipo de sustrato que se ajusta mejor a las características descritas, y que se tiene disponible, es el polipropileno (PP) que tiene una ϵ_r entre 2,2 y 2,6, espesores de 5 mm (se colocarán dos apilados consiguiendo los 10 mm), y un factor de disipación entre 0,0003 y 0,0005.

El parche diseñado se muestra en la siguiente figura, donde se concretan las dimensiones del mismo, que serán los parámetro más importantes a diseñar: L es el lado del parche, S el lado del sustrato, x la distancia entre el centro del parche y el centro del coaxial que alimenta la antena, t el grosor del plano de masa y h el grosor del sustrato. La

única dimensión que no aparece es el grosor de la capa del parche de cobre, que es de 35 μm .

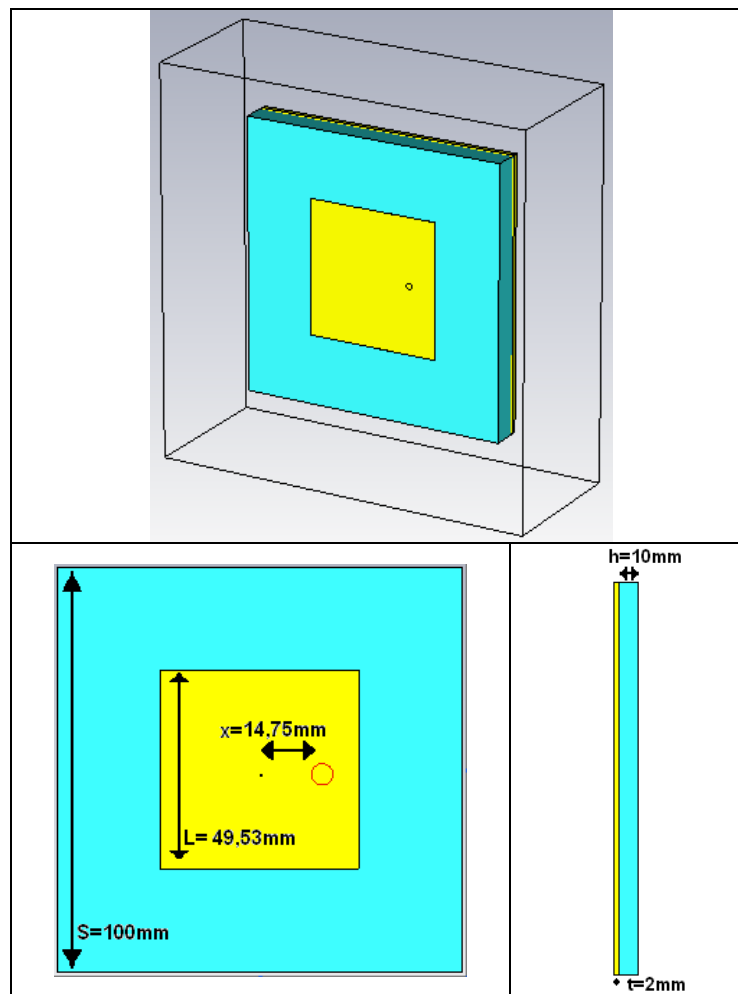


Figura 3.201 Esquema completo del parche (arriba), vista frontal (abajo, izquierda), perfil izquierdo (abajo, derecha).

Para obtener esas dimensiones optimizadas, se realizó un proceso de análisis paramétrico, donde se hizo un barrido a las distintas longitudes presentadas, con el objetivo de establecer el punto donde se produzca la mayor resonancia posible justo a la frecuencia deseada, en este caso de 1800 MHz.

Para que sirva de ejemplo se muestra en la siguiente figura los resultados de las pérdidas de retorno (parámetro S_{11} de la antena) de un barrido.

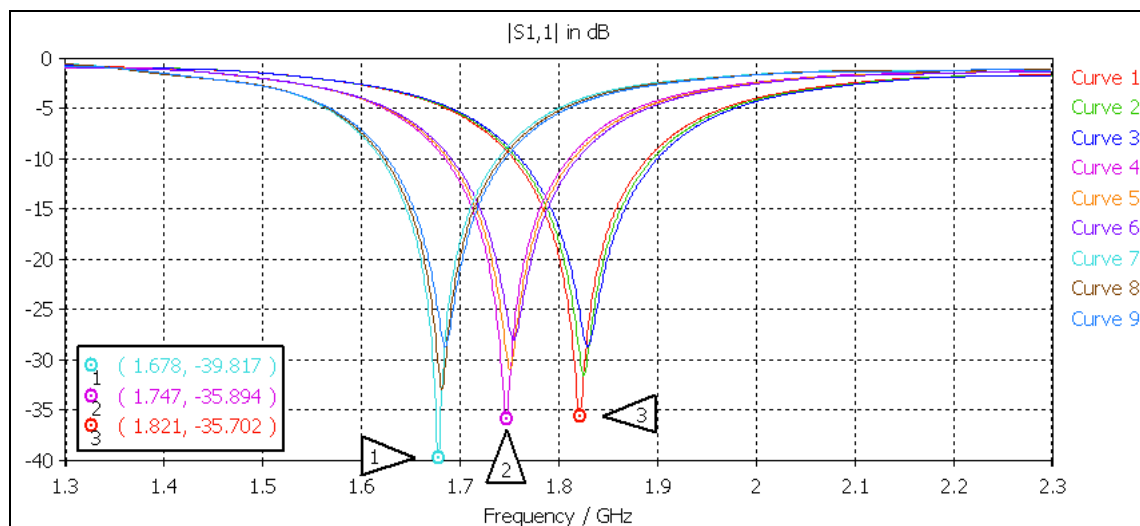


Figura 3.202 S_{11} para un barrido paramétrico de las dimensiones del parche.

Se observa que la mejor resonancia se obtiene para la curva azul claro (curva 7, $L=53mm$ y $x=14,75mm$), pero no está centrada en la frecuencia deseada. Por tanto, las curvas 1 (en rojo, $L=49mm$ y $x=14,75mm$) y 4 (en morado, $L=51mm$ y $x=14,75mm$) nos servirán de referencia a la hora de obtener una optimización de los valores.

Finalmente, la optimización sobre las referencias anteriores dio como resultado final la siguiente curva del parámetro S_{11} , donde se muestra una resonancia de -40,458dB a los 1800MHz.

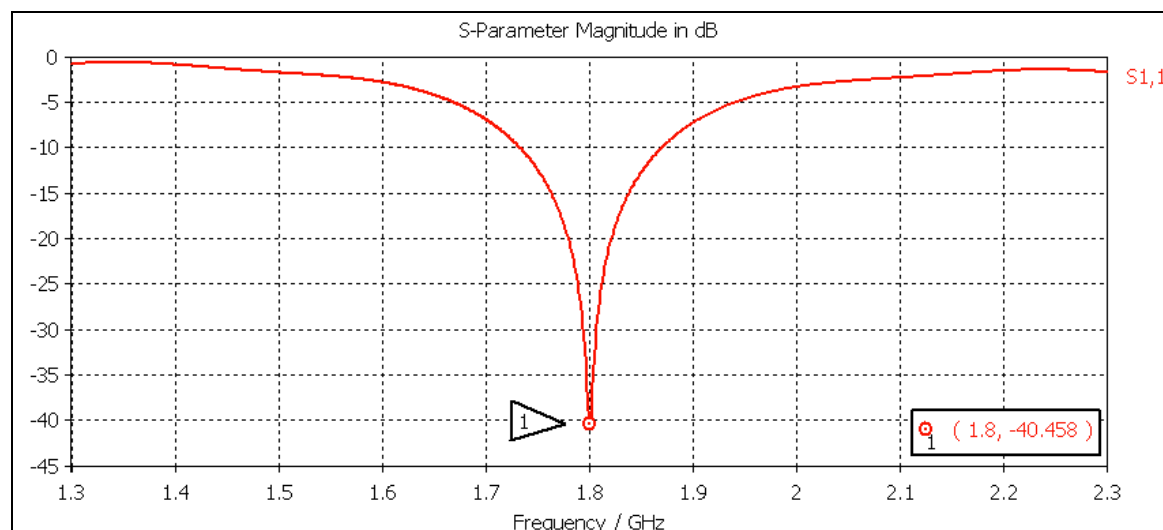


Figura 3.203 S_{11} para las dimensiones del parche optimizadas.

En términos de impedancia, se ilustran la parte real e imaginaria de la Z_{11} vista desde la antena, donde se puede apreciar la resonancia.

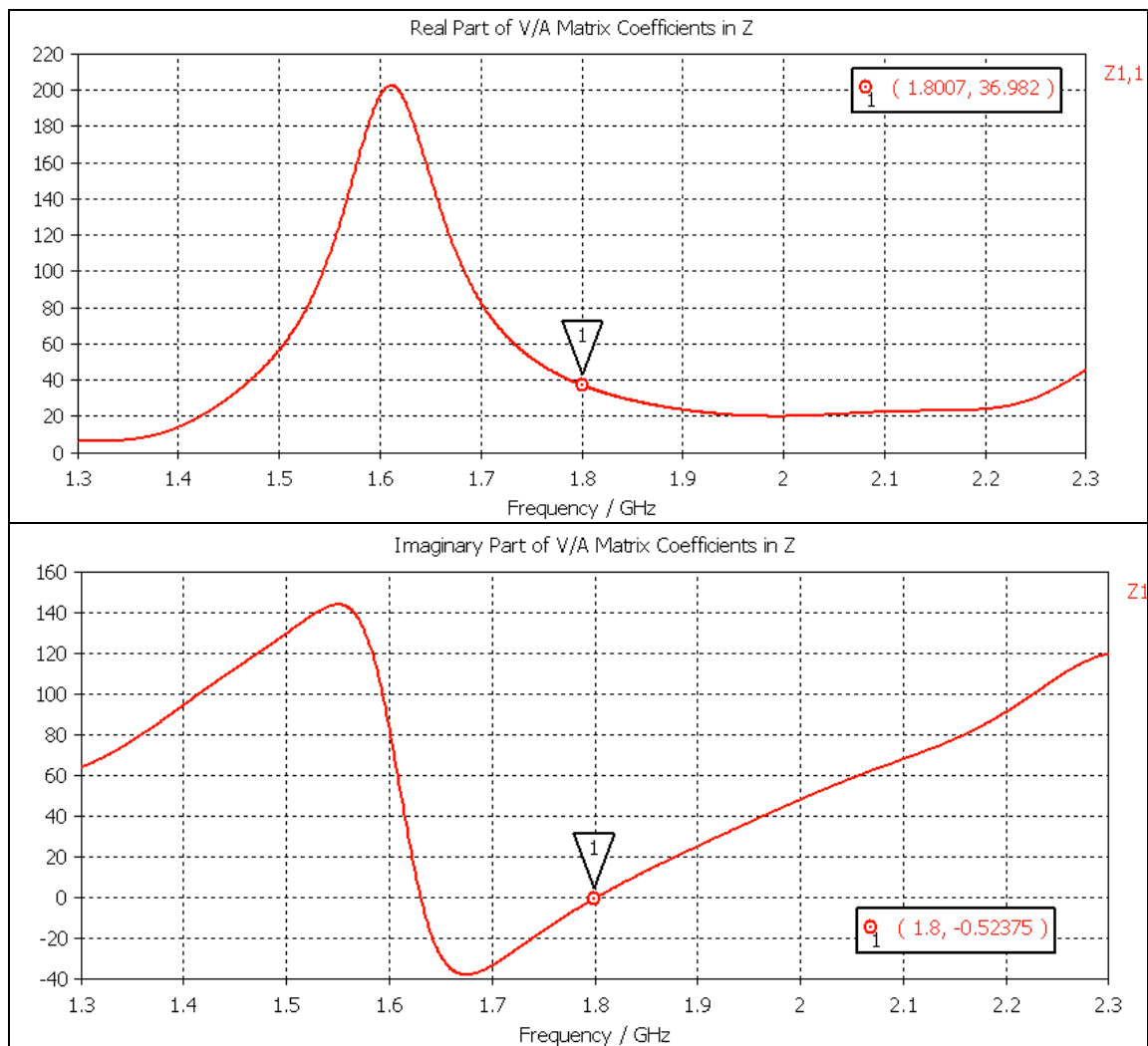


Figura 3.204 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia del parche.

Otro resultado importante es el diagrama de radiación, que se muestra a continuación, donde aparece el valor de la **ganancia** alcanzada de **7,168 dB**, y se observa que el parche radia en la dirección del eje z, es decir, tipo *broadband*.

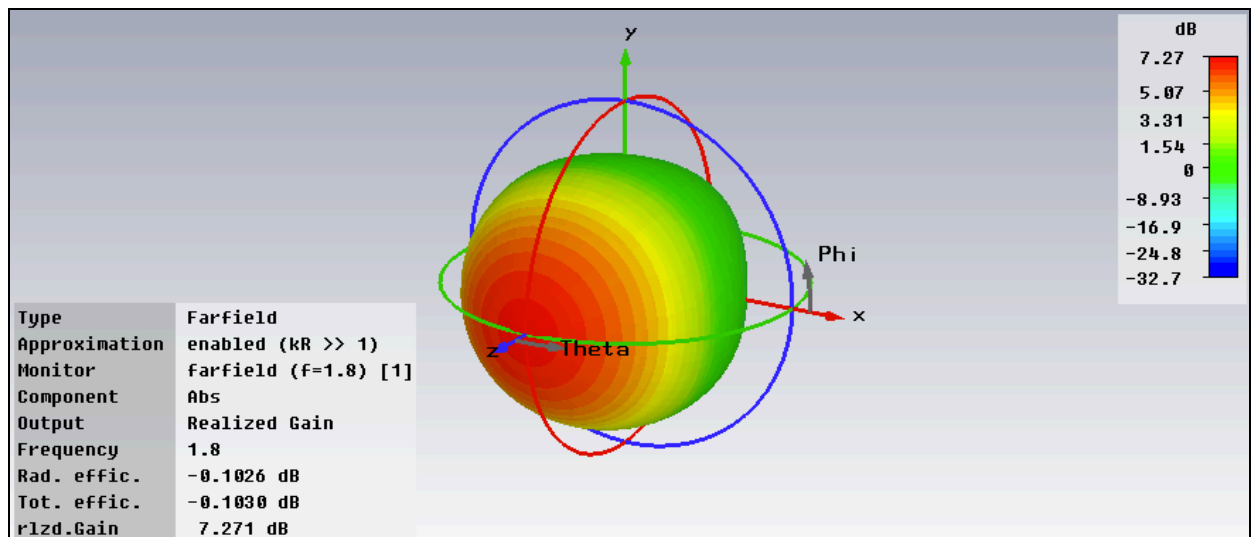


Figura 3.205 Diagrama de radiación 3D.

El último resultado que se mostrará de cada diseño de la antena será el del parámetro S_{11} en la Carta de Smith, para comprobar que se pueda adaptar a los rectificadores diseñados en el capítulo anterior.

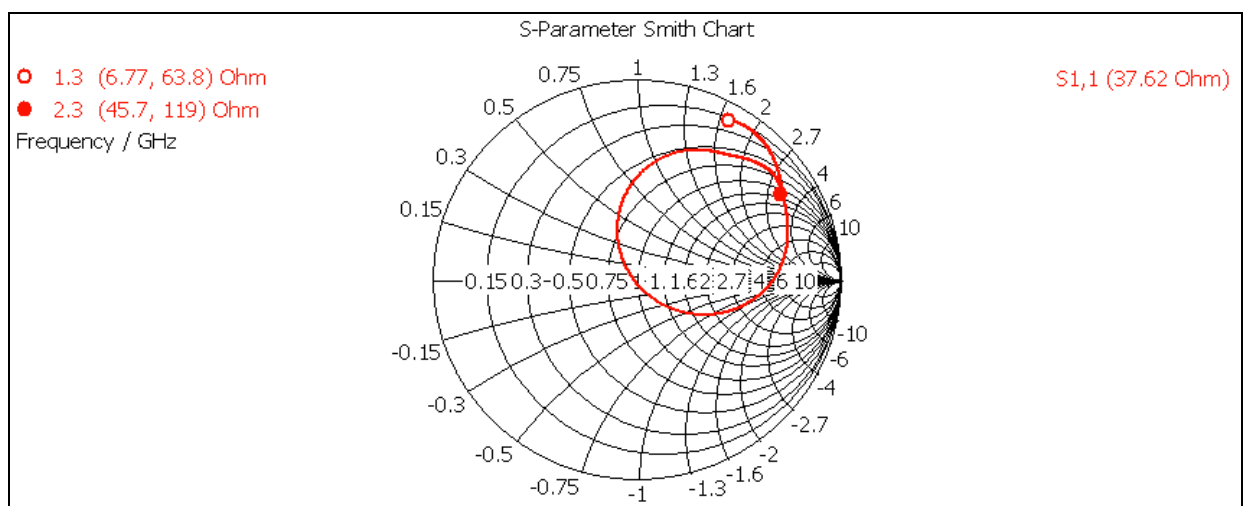


Figura 3.206 Parámetro S_{11} en la Carta de Smith.

B. Parche cuadrado a 2 GHz

En este caso, se va a diseñar un parche de forma análoga al anterior, pero que trabaje a 2 GHz en vez de a 900 MHz. Para que se puedan comparar los resultados bajo las mismas condiciones, se seguirán las mismas decisiones de diseño que en el apartado anterior. Así pues, el parche será cuadrado de longitud aproximadamente de $\lambda/2$, donde el valor de λ vendrá dado ahora por:

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{\sqrt{2,0196} \cdot 2 \cdot 10^9 \text{ s}^{-1}} = 10,555 \text{ cm} \quad (3.4)$$

donde la constante ϵ_{eff} se define como:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \approx 2,0196 \quad (3.5)$$

con $W=31,6187 \text{ mm}$ (ancho de línea de transmisión para 2GHz) y $h=10 \text{ mm}$. Estas medidas se obtuvieron mediante la herramienta *TxLine 2003* del *Microwave Office* ©, como se muestra en la siguiente captura, donde se ilustran también las características del mismo sustrato que el anterior.

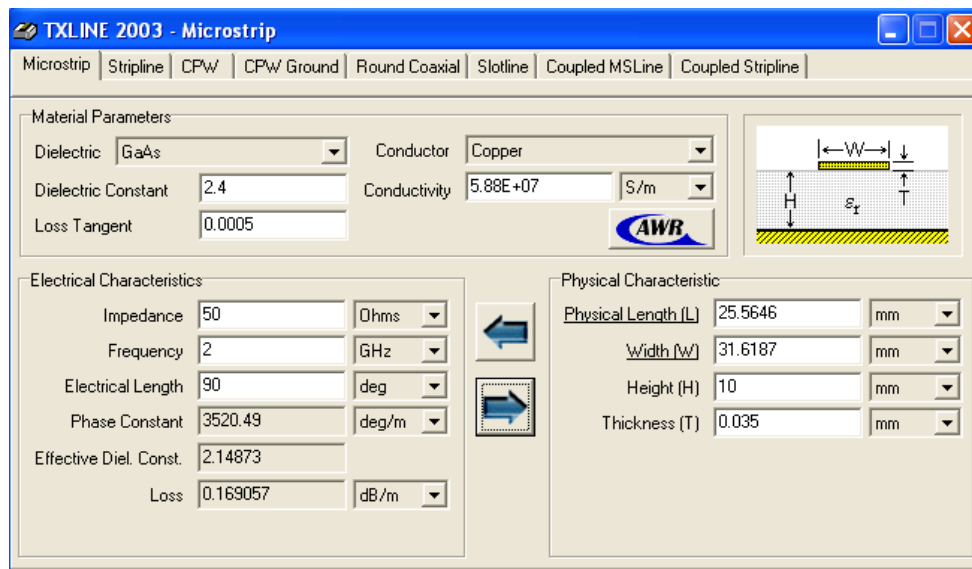


Figura 3.207 Captura del *TxLine 2003* para líneas *microstrip* a 2GHz.

En las siguientes imágenes se muestra el prototipo diseñado para el parche a 2 GHz, concretando los mismos parámetros que en el caso anterior, pero para valores diferentes.

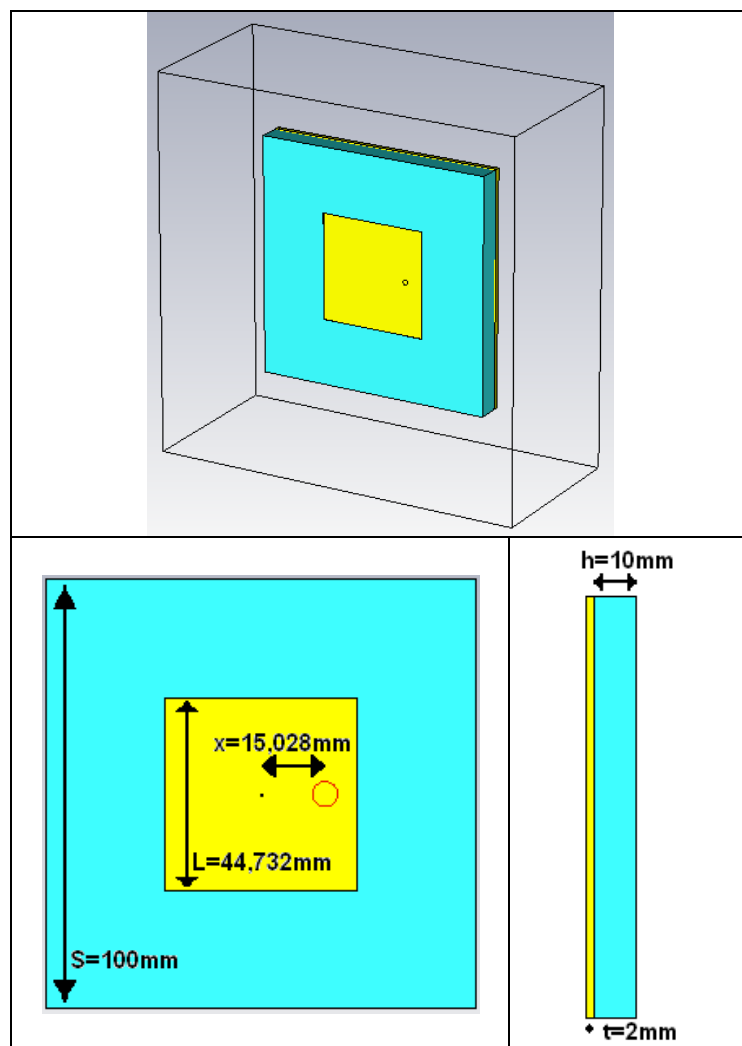


Figura 3.208 Esquema completo del parche (arriba), vista frontal (abajo, izquierda), perfil izquierdo (abajo, derecha).

Para obtener esas dimensiones optimizadas, se volvió a realizar un proceso de análisis paramétrico, donde se hizo un barrido a las distintas longitudes presentadas, con el objetivo de establecer el punto donde se produzca la mayor resonancia posible justo a la frecuencia deseada, en este caso de 2 GHz.

Para que sirva de ejemplo se muestra en la siguiente figura los resultados de las pérdidas de retorno (parámetro S_{11} de la antena) de un barrido.

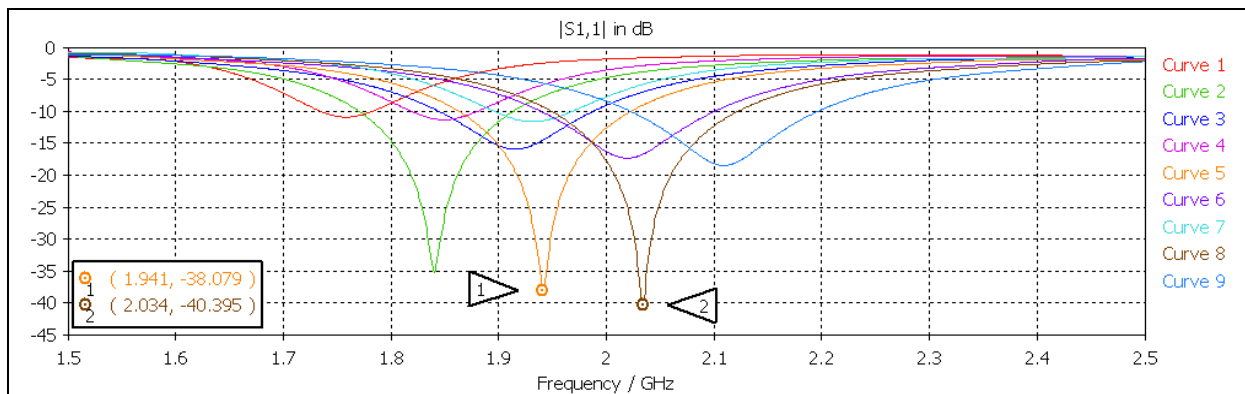


Figura 3.209 S_{11} para un barrido paramétrico de las dimensiones del parche.

Se observa que la resonancia deseada se localizaría entre las curvas 5 ($L=46mm$ y $x=15mm$) y 8 ($L=44mm$ y $x=15mm$), que nos servirán de referencia a la hora de obtener una optimización de los valores.

Finalmente, la optimización sobre las referencias anteriores dio como resultado final la siguiente curva del parámetro S_{11} , donde se muestra una resonancia de $-36,723dB$ a los 2 GHz .

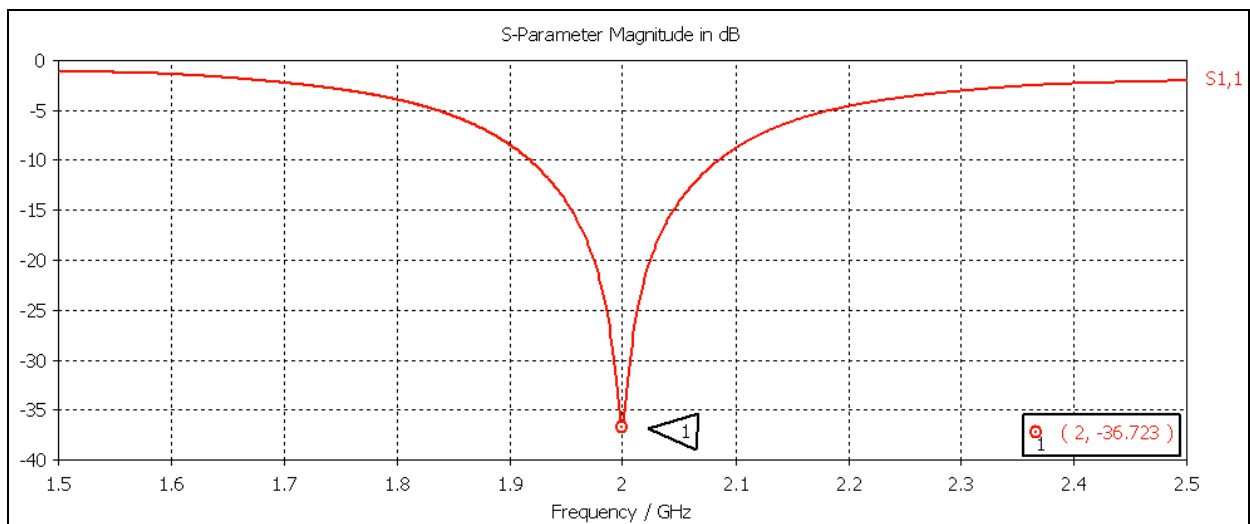


Figura 3.210 S_{11} para las dimensiones del parche optimizadas.

En términos de impedancia, se ilustran en las siguientes figuras la parte real e imaginaria de la Z_{11} vista desde la antena.

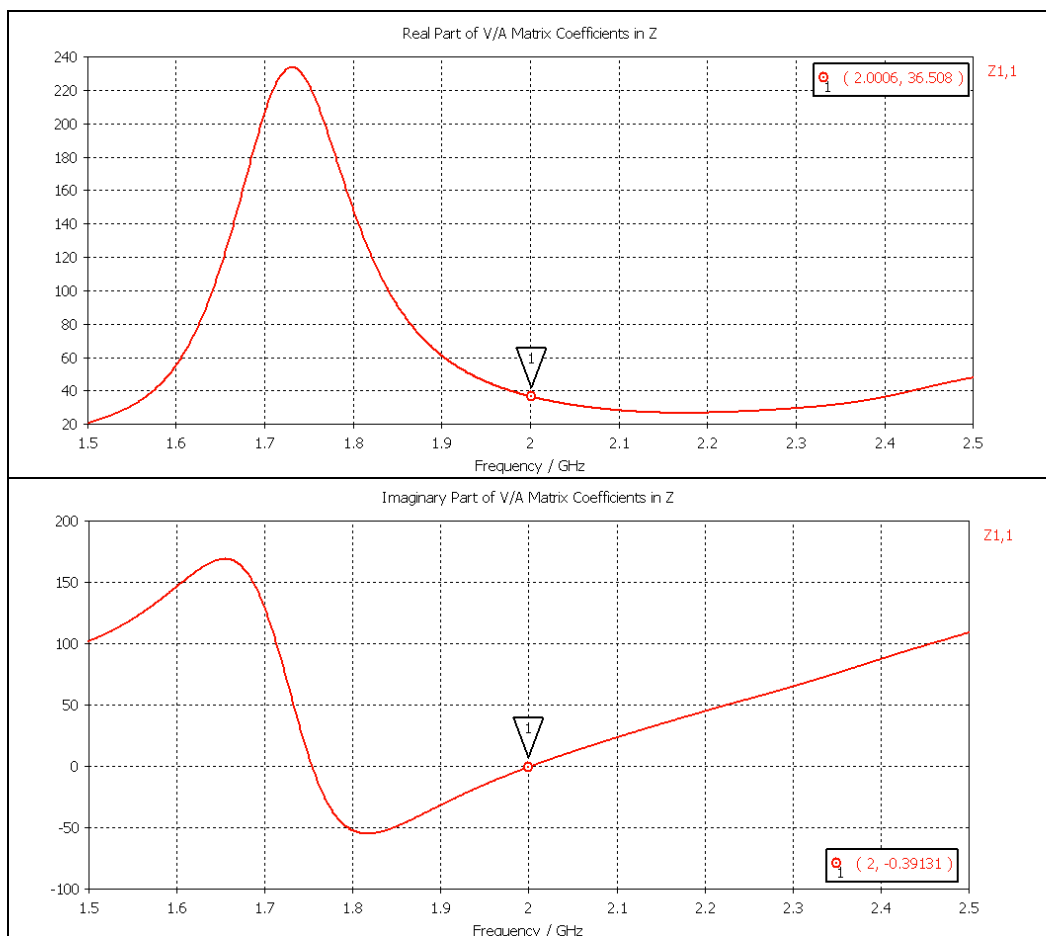


Figura 3.211 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia del parche.

El diagrama de radiación se muestra a continuación, donde aparece el valor de la **ganancia** alcanzada de **7,39878 dBi**, y se observa que el parche radia en la dirección del eje z.

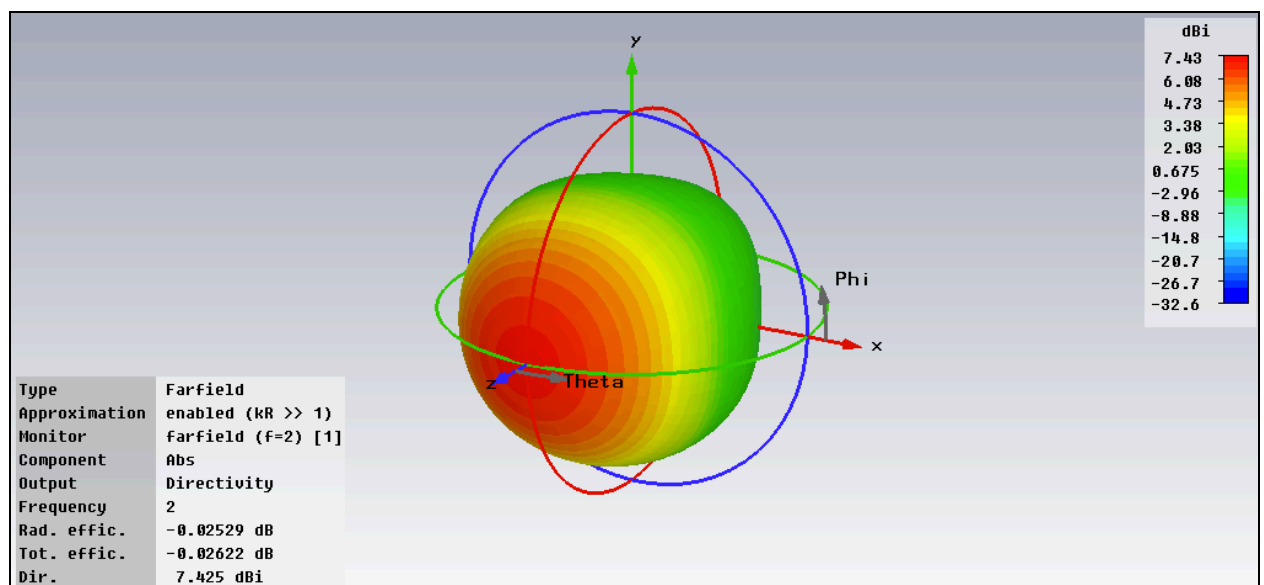


Figura 3.212 Diagrama de radiación 3D.

La Carta de Smith con el parámetro S_{11} de la antena se observa en la siguiente figura.

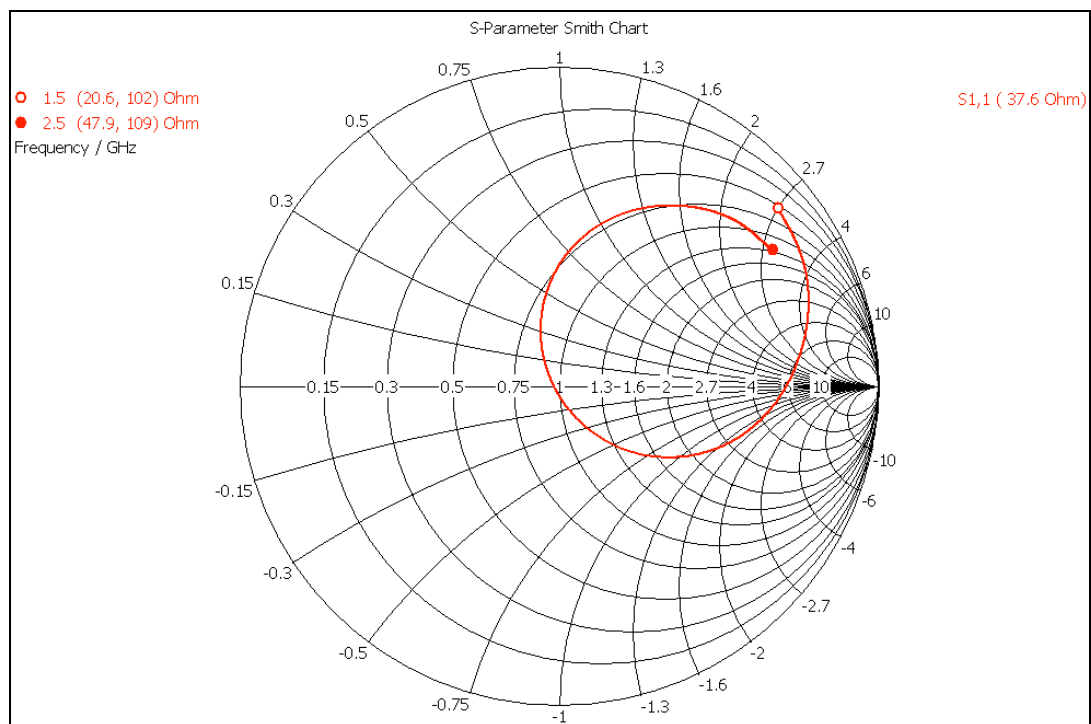


Figura 3.213 Parámetro S_{11} en la Carta de Smith.

C. Parche cuadrado a 2,45 GHz

En este caso, se va a diseñar un parche de forma análoga a los dos anteriores, pero que trabaje a 2,45 GHz. Para que se puedan comparar los resultados bajo las mismas condiciones, se seguirán las mismas decisiones de diseño que los apartados anteriores. Así pues, el parche será cuadrado de longitud aproximadamente de $\lambda/2$, donde el valor de λ vendrá dado ahora por:

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{\sqrt{2,0241} \cdot 2,45 \cdot 10^9 \text{ s}^{-1}} = 8,606 \text{ cm} \quad (3.6)$$

donde la constante ϵ_{eff} se define como:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \approx 2,0241 \quad (3.7)$$

con $W=32,7514 \text{ mm}$ (ancho de línea de transmisión a 2,45 GHz) y $h=10 \text{ mm}$. Estas medidas se obtuvieron mediante la herramienta *TxLine 2003* del *Microwave Office* ©, como se muestra en la siguiente captura, donde se ilustran también las características del mismo sustrato utilizado anteriormente.

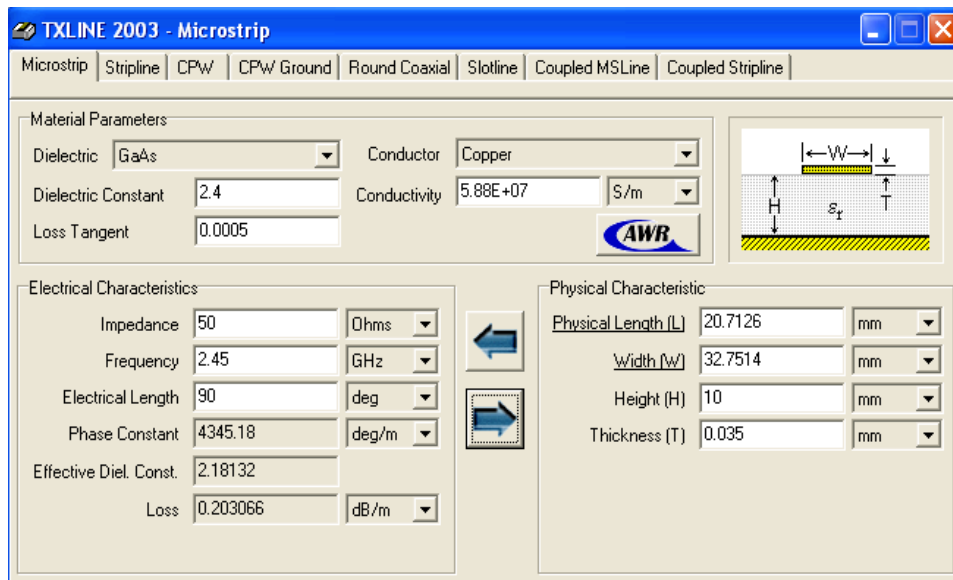


Figura 3.214 Captura del *TxLine 2003* para líneas *microstrip* a 2GHz.

En las siguientes imágenes se muestra el prototipo diseñado para el parche a 2,45 GHz, concretando los mismos parámetros que en los casos anteriores, pero para valores diferentes.

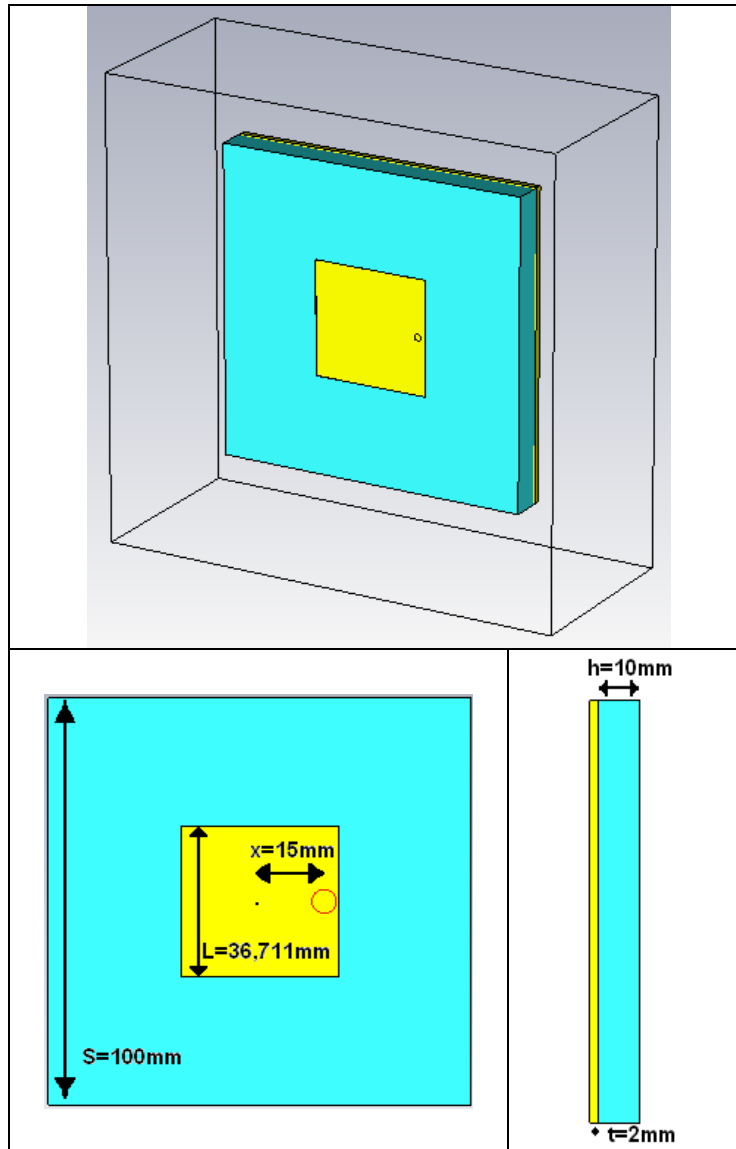


Figura 3.215 Esquema completo del parche (arriba), vista frontal (abajo, izquierda), perfil izquierdo (abajo, derecha).

Para obtener esas dimensiones optimizadas, se volvió a realizar un proceso de análisis paramétrico, donde se hizo un barrido a las distintas longitudes presentadas, con el objetivo de establecer el punto donde se produzca la mayor resonancia posible justo a la frecuencia deseada, en este caso de 2,45 GHz.

Para que sirva de ejemplo se muestra en la siguiente figura los resultados de las pérdidas de retorno (parámetro S_{11} de la antena) de un barrido.

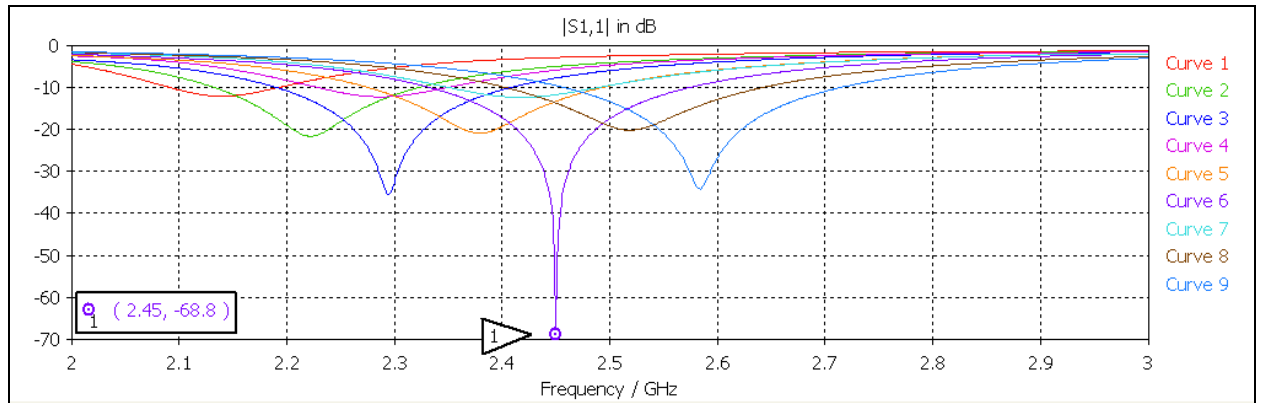


Figura 3.216 S_{11} para un barrido paramétrico de las dimensiones del parche.

Se observa que la resonancia deseada se corresponde con la curva 6 ($L=46\text{mm}$ y $x=15\text{mm}$), que servirá de referencia para el prototipo final.

Finalmente, la optimización sobre la referencia anterior dio como resultado final la siguiente curva del parámetro S_{11} , donde se muestra una resonancia de $-36,723\text{dB}$ a los $2,45\text{ GHz}$.

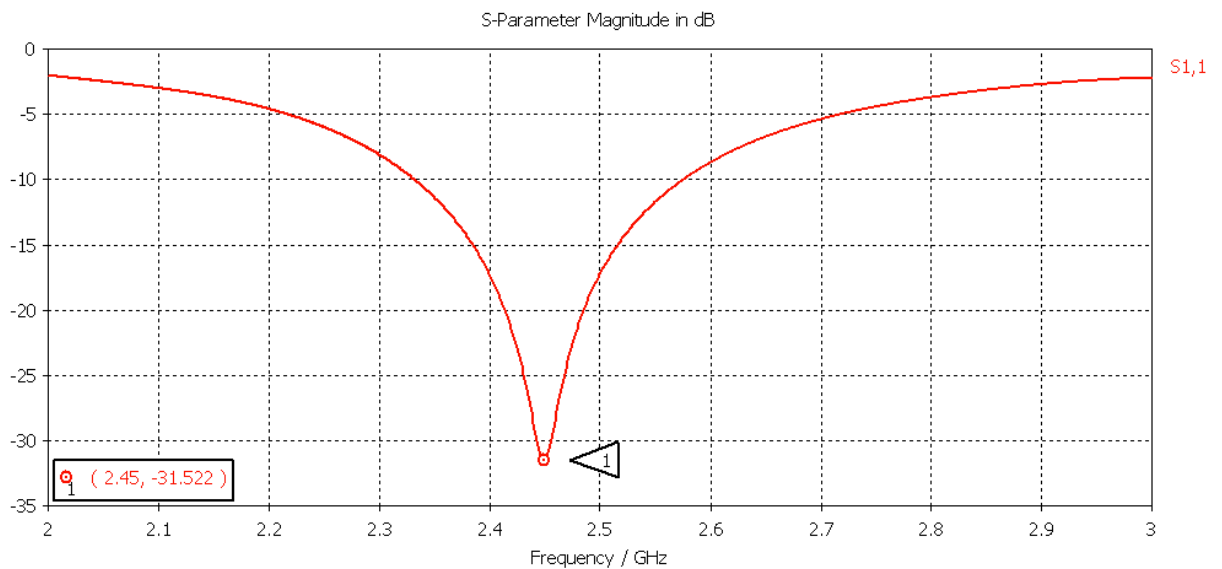


Figura 3.217 S_{11} para las dimensiones del parche optimizadas.

En términos de impedancia, se ilustran en las siguientes figuras la parte real e imaginaria de la Z_{11} vista desde la antena.

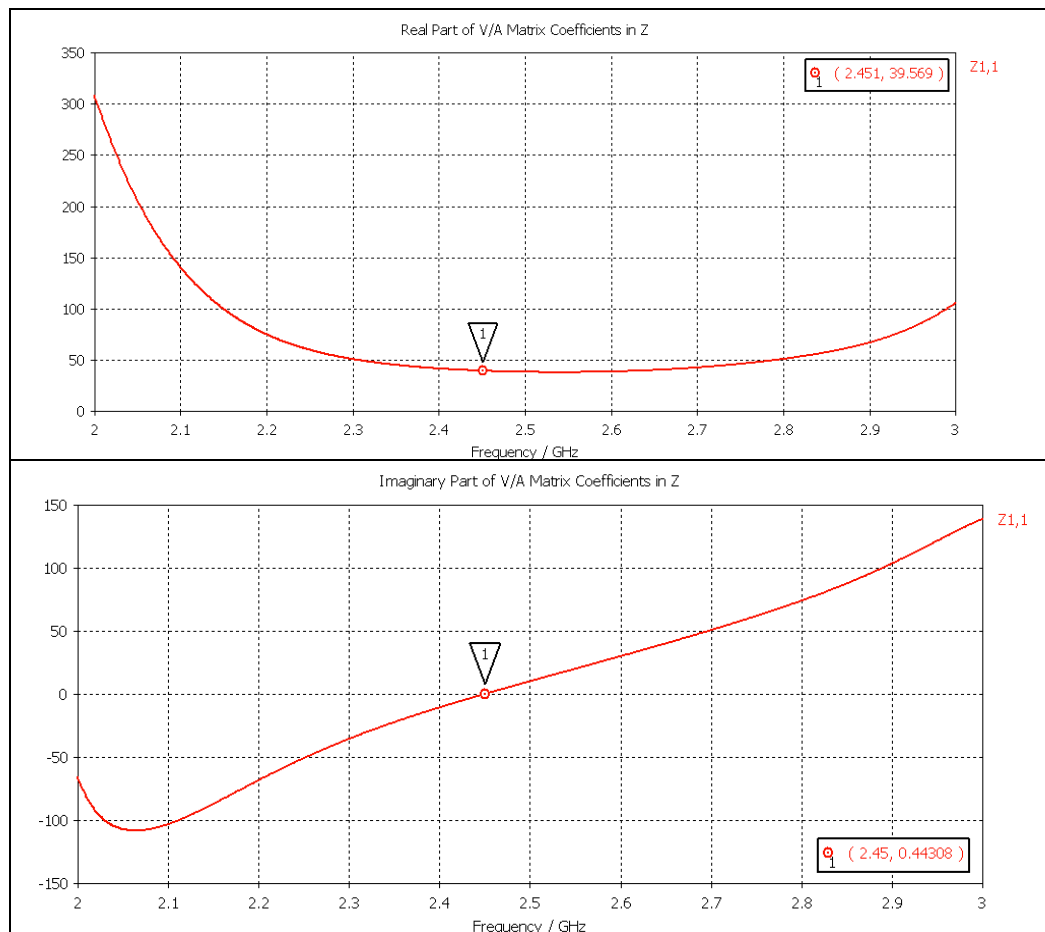


Figura 3.218 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia del parche.

El diagrama de radiación se muestra a continuación, donde aparece el valor de la **ganancia** alcanzada de **7,33465 dBi**, y se observa que el parche radia en la dirección del eje z.

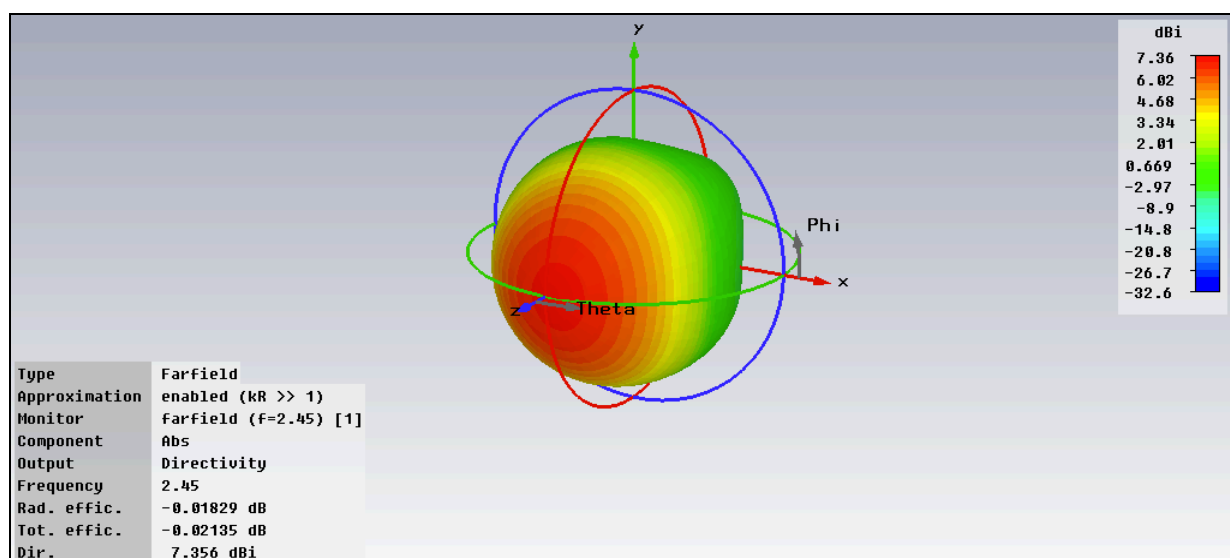


Figura 3.219 Diagrama de radiación 3D.

La Carta de Smith con el parámetro S_{11} de la antena se observa en la siguiente figura.

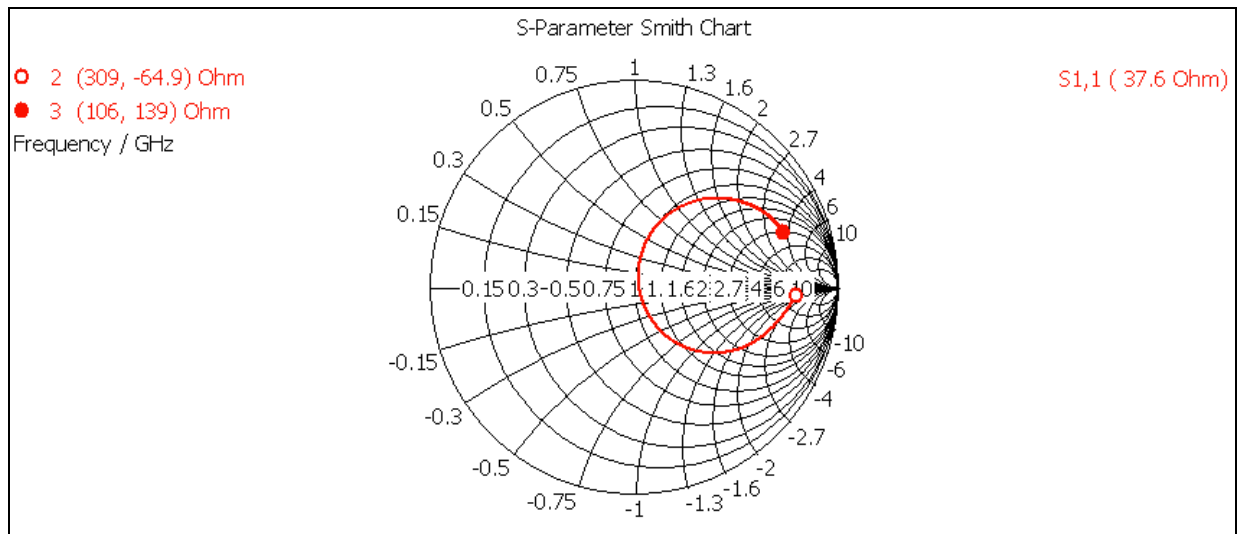


Figura 3.220 Parámetro S_{11} en la Carta de Smith.

3.4 Antenas multifrecuencia

En esta tercera sección del capítulo se pretende la consecución de un diseño de antena de triple frecuencia, mediante el uso de una antena de parche y *SRRs* colocados a los lados del mismo. El principio de funcionamiento de estas antenas difiere en algunos aspectos de las presentadas anteriormente. Por un lado su forma se asemeja bastante, ya que en ambos casos la estructura radiante es la misma, es decir, un parche cuadrado. Sin embargo, si antes únicamente se utilizaba un único parche que resonaba a una frecuencia, ahora de lo que se dispone es de una resonancia debida al parche y dos resonancias más debidas a los *SRRs* colocados a los lados del mismo. En este caso, se consiguen tres frecuencias porque se tienen tres resonadores diferentes resonando simultáneamente a tres frecuencias distintas.

Al comienzo de la presente sección se hará una pequeña introducción teórica a los *SRRs*, explicando qué son, qué forma tienen, qué propiedades presentan, qué tipos hay, y demás características importantes. Asimismo, se presentarán algunas aplicaciones de los *SRRs* para circuitos de microondas.

Seguidamente, tras diseñar los *SRRs*, se presentarán tres prototipos de antenas que funcionen a las frecuencias deseadas de 1800 MHz, 2 GHz y 2,45 GHz. Para ello, se desarrollarán las tres configuraciones posibles para los parches y los *SRRs* actuando cada uno de ellos a una frecuencia distinta, pero simultáneamente.

3.4.1 Diseño de los *SRRs*

Esta breve introducción a los *SRRs* está basada fundamentalmente en [4]. En este libro, el autor hace un repaso de todas las posibilidades que ofrecen los *SRRs*. Se tomarán tan solo los puntos más importantes para el proyecto, pero si se quiere profundizar en el tema éste queda ampliamente desarrollado en [4]. Para comenzar, se analizará la forma del *EC-SRR* (*EdgeCoupled-SRR*), su circuito equivalente y su principio de funcionamiento. Seguidamente, se mostrará su comportamiento, así como los diferentes tipos de *SRRs* que existen. Para concluir se presentarán algunas aplicaciones para las que resultarían muy útiles.

A. Análisis del EC-SRR

El *EC-SRR*, tal y como fue propuesto en primer lugar por Pendry [5], consiste en dos anillos metálicos separados y concéntricos, impresos en un circuito dieléctrico de microondas tal y como se puede ver en la siguiente figura.

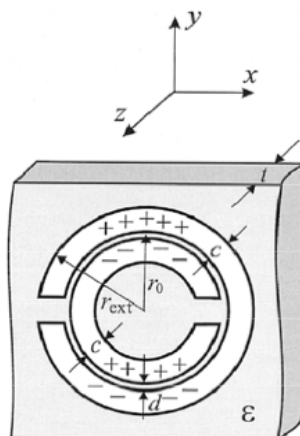


Figura 3.221 Esquema del *EC-SRR*.

Las metalizaciones están en blanco y el sustrato dieléctrico en gris [4].

Cuando es excitado por un campo magnético externo variable en el tiempo en la dirección z , los cortes en cada anillo (que están situados en lados opuestos del *EC-SRR*) fuerzan que fluya una corriente eléctrica desde un anillo al otro a través de los huecos que hay entre ellos, tomando la forma de un fuerte desplazamiento de corriente.

Los huecos entre los anillos (d), se comportan como una capacitancia distribuida, y el circuito equivalente de la estructura completa *EC-SRR* es el que se muestra en la siguiente figura.

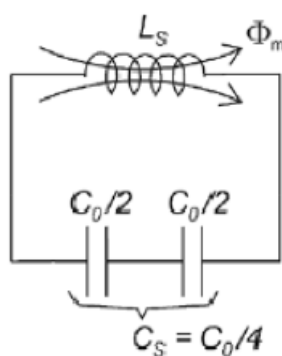


Figura 3.222 Circuito equivalente del *EC-SRR* [4].

L_S es la auto-inductancia del *EC-SRR* y C_0 es la capacitancia asociada con cada mitad del *EC-SRR*. Esta capacitancia es $C_0 = 2\pi r C_{pul}$, donde r es el radio medio del *EC-SRR* ($r = r_{ext} - c - d/2$), y C_{pul} es la capacitancia por unidad de longitud a través del hueco entre los anillos. La capacitancia total de este circuito es la conexión en serie de las capacitancias de ambas mitades del *EC-SRR*, $C_0/4$.

Por lo tanto, despreciando las pérdidas, la ecuación para la corriente total I del circuito viene dada por:

$$\left(\frac{2}{j\omega C_0/2} + j\omega L_s \right) I = \Sigma \quad (3.8)$$

donde Σ es la excitación externa.

El modelo de circuito equivalente fue propuesto en [6]. Es válido siempre y cuando el perímetro del anillo se pueda considerar pequeño con respecto a la mitad de la longitud de onda, y la capacitancia asociada a los cortes en cada anillo pueda ser despreciada. Bajo estas suposiciones, las corrientes en cada anillo tienen que desaparecer en los cortes, y la dependencia angular de las corrientes en cada anillo puede ser asumida como lineal (con lo que la corriente total en ambos anillos será constante). Esta suposición también implica que el voltaje entre un anillo y otro sea constante en ambas mitades del *EC-SRR*.

La frecuencia de resonancia, ω_0 , del *EC-SRR* puede obtenerse resolviendo la ecuación anterior para $\Sigma=0$. Con lo que nos queda:

$$\omega_0^2 = \frac{2}{L_s C_0/2} = \frac{2}{\pi r C_{pul} L_s} \quad (3.9)$$

La auto-inductancia del *EC-SRR*, L_s , puede modelarse como la inductancia de un anillo de radio r (el radio medio del anillo) con un grosor c (el grosor de cada anillo).

En el Anexo I de [3] se muestra cómo obtener las expresiones de L_s y de C_{pul} .

B. Comportamiento del EC-SRR

El *EC-SRR* se comporta básicamente como un lazo conductor cargado capacitivamente. Se puede ver que cerca de la resonancia, el *EC-SRR* reacciona a un campo magnético externo no sólo como un fuerte dipolo magnético, sino también como un fuerte dipolo eléctrico. De hecho, cuando se excita a la frecuencia de resonancia, las cargas en la mitad superior del *EC-SRR* tienen que ser imágenes de las cargas en la parte inferior tal y como se puede ver en la primera figura del esquema del *EC-SRR* (Figura 3.52). Dos dipolos eléctricos en la dirección y son generados en cada mitad del *EC-SRR*. También se puede excitar la resonancia del *EC-SRR* por un campo eléctrico externo en la dirección y de la misma figura. En ambos casos, un fuerte dipolo magnético en la dirección z y un fuerte dipolo eléctrico en la dirección y son excitados simultáneamente.

La frecuencia de resonancia de un *EC-SRR* se puede medir introduciéndolo dentro de una guía de onda rectangular y midiendo el coeficiente de transmisión, el cual debe mostrar una caída en la frecuencia de resonancia (banda eliminada). En la siguiente figura se puede ver un ejemplo de esto. En el caso 1 tenemos excitación magnética y eléctrica; en el 2 tenemos excitación magnética; en el 3 tenemos excitación eléctrica; y en el 4 no

tenemos ninguna excitación (un *EC-SRR* se puede excitar por un campo magnético transversal o un campo eléctrico paralelo).

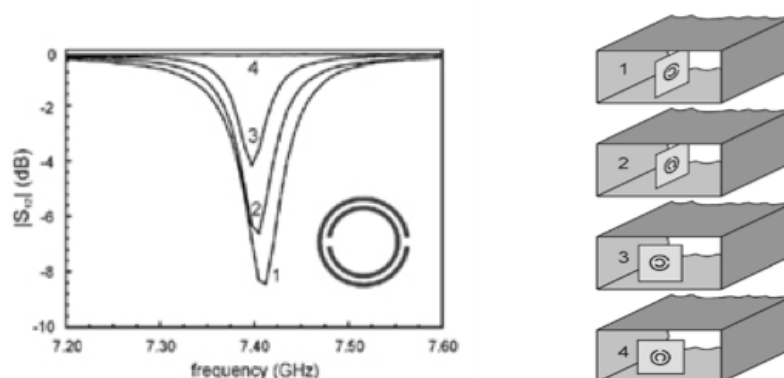


Figura 3.223 Determinación experimental de la frecuencia de resonancia de un *EC-SRR* [4].

C. Otros tipos de SRRs

El *EC-SRR* presenta, a priori, dos problemas importantes: uno de ellos es que tiene bianisotropía y el otro es el tamaño eléctrico del *EC-SRR*. Que, aunque es pequeño, no se puede reducir a valores muchos más pequeños que $\lambda/10$.

Broadside-Coupled SRR

Este tipo de *SRR* se propuso para evitar la bianisotropía del *EC-SRR*. Y posee además la ventaja de tener un tamaño eléctrico mucho más pequeño. En la siguiente figura se puede ver la forma de este *SRR*. La principal modificación con respecto al *EC-SRR* es que ambos anillos están impresos en las dos caras del dieléctrico. Esto apenas afecta al comportamiento del resonador, con lo que el circuito equivalente es el mismo que el del *EC-SRR*.

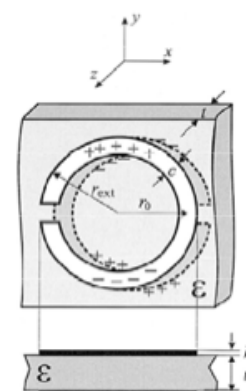


Figura 3.224 *BC-SRR*

Non-bianisotropic SRR

Este *SRR* fue propuesto para evitar la bianisotropía del *EC-SRR* manteniendo un diseño uniplanar. El circuito equivalente, así como la frecuencia de resonancia de este elemento, es igual que en el *EC-SRR*. Sin embargo, al igual que el *BC-SRR*, tiene simetría invertida con respecto a su centro.



Figura 3.225 *NB-SRR*

Double-Split SRR

Una manera alternativa de obtener simetría invertida, al mismo tiempo que de evitar la bianisotropía, es introduciendo cortes adicionales en el diseño del *EC-SRR* tal y como se muestra en la figura adjunta, donde también se puede apreciar su circuito equivalente. La capacidad total del circuito es cuatro veces más pequeña que la capacidad de un *EC-SRR* convencional, con lo que la frecuencia de resonancia del *2-SRR* es dos veces la frecuencia de resonancia de un *EC-SRR* o un *NB-SRR* con la misma forma y tamaño.

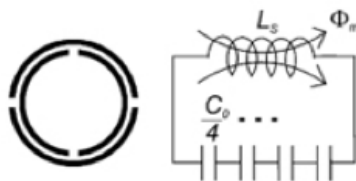


Figura 3.226 2-SRR

Espirales

Las espirales son unos resonadores bien conocidos en circuitería planar de microondas. Y son útiles para diseñar medios con permeabilidad magnética negativa y medios *LH* (*LeftHanded*). En la figura adjunta se muestra una espiral de dos vueltas (*2-SR*) y su circuito equivalente. Sus características más importantes son: presenta un tamaño eléctrico más pequeño a su frecuencia de resonancia y éste se puede reducir aún más si aumentamos el número de vueltas; no presenta bianisotropía, o al menos es menor que en el caso del *EC-SRR*.

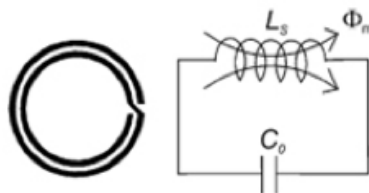


Figura 3.227 2-SR

D. Aplicaciones de los SRRs

En este subapartado veremos algunas de las aplicaciones que se han propuesto para los *SRRs* a lo largo de los últimos años. Los *SRRs* se utilizaron para crear los primeros metamateriales aprovechando que ofrecían una permeabilidad negativa a su frecuencia de resonancia. Así mismo, se han usado como filtros banda eliminada y filtros paso-banda. A continuación profundizaremos un poco más en algunas de estas aplicaciones.

Metamateriales basados en SRRs

El primer medio artificial *LH*, diseñado por el grupo de David Smith [7], vino tan solo un año después de la propuesta de Pendry para medios con permeabilidad magnética negativa basados en *SRRs* [5]. El primer diseño de Smith fue una combinación de cables (que proporcionaban la permitividad negativa) y *SRRs* (que proporcionaban la permeabilidad negativa). Poco tiempo después, se demostró experimentalmente que existía refracción negativa en el medio *LH* usando un diseño muy parecido. Desde entonces, cables y/o placas metálicas junto con *SRRs* ha sido la combinación más popular para el diseño de metamateriales *LH*.

Líneas de transmisión LH (aproximación de tipo resonante)

Llamaremos a este tipo de aproximación “de tipo resonante” [4] en lugar de la aproximación “de la línea de transmisión dual” [3] porque se utilizan resonadores (*SRRs*)

como elementos de carga. Primero analizaremos líneas de transmisión con permeabilidad negativa y permitividad positiva utilizando *SRRs* acoplados a la línea de transmisión.

A continuación, añadiremos alguna modificación para proporcionar permitividad negativa y obtener así una línea de transmisión *LH*. Por simplicidad y por ser el tipo de línea usada en este proyecto hablaremos sólo de líneas *microstrip*. No obstante, el comportamiento es análogo para líneas coplanares.

a) Líneas de transmisión con permeabilidad efectiva negativa. Filtros Banda Eliminada.

Para cargar una línea *microstrip* con *SRRs*, y por consiguiente obtener un medio con permeabilidad efectiva negativa, debemos colocar los *SRRs* de tal manera que el campo magnético generado por la corriente que fluye a través de la línea tenga una componente significativa en la dirección axial de los anillos. En la siguiente figura se puede ver esta disposición. Los anillos han de estar lo más próximos posible a la línea para tener un acoplo magnético elevado. En el ejemplo se usan anillos cuadrados para mejorar este acoplo, que son los que se usarán en las antenas multifrecuencia que se diseñarán más adelante en el presente proyecto.

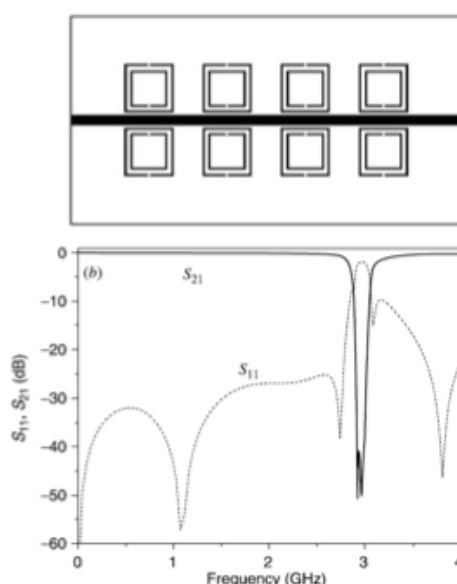


Figura 3.228 *Layout* (arriba) y respuesta en frecuencia (abajo) de una línea *microstrip* de 50Ω cargada con *SRRs* cuadrados [4].

En estas condiciones, los anillos serán correctamente excitados y la estructura global se comportará como un medio efectivo con permeabilidad negativa en una cierta banda de frecuencia por encima de la frecuencia de resonancia de los anillos. Nótese que en la respuesta en frecuencia que aparece una banda eliminada en las proximidades de la frecuencia de resonancia de los anillos. En realidad, la banda prohibida se extiende por encima y por debajo de f_0 . Esta banda eliminada puede interpretarse como la consecuencia de las propiedades de la estructura, que se comporta como un medio efectivo unidimensional con permeabilidad magnética negativa en una banda estrecha por encima de la resonancia y con un valor positivo muy alto de la permeabilidad en una banda estrecha por debajo de la resonancia, lo cual produce una fuerte desadaptación en el puerto de alimentación de la línea.

El circuito equivalente de este tipo de líneas se muestra en la siguiente figura.

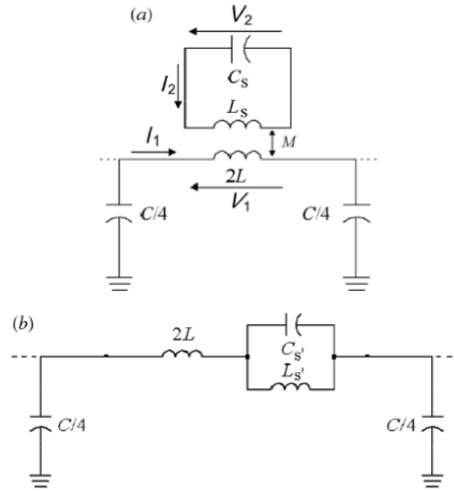


Figura 3.229 Circuito equivalente en π de la línea de transmisión con μ negativa (a) y el modelo simplificado (b) [4].

L y C son las inductancias y capacitancias por sección de la línea, y los *SRRs* son modelados como un circuito *LC* paralelo (con inductancia L_s y capacitancia C_s) acoplado magnéticamente a la línea con una inductancia mutua M (téngase en cuenta que sólo se ha usado un *SRR* para obtener el circuito equivalente).

Para obtener el circuito equivalente simplificado de la figura anterior (b), se han llevado a cabo las siguientes transformaciones:

$$L'_s = \omega_0^2 M^2 C_s \quad (3.10)$$

$$C'_s = \frac{L_s}{\omega_0^2 M^2} \quad (3.11)$$

donde $\omega_0 = (C_s L_s)^{-\frac{1}{2}} = (C'_s L'_s)^{-\frac{1}{2}}$ es la frecuencia de resonancia de los *SRRs*.

Una vez tenemos el circuito equivalente en π de la figura anterior, podemos calcular el diagrama de dispersión a partir de la fórmula:

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{Z_s(\omega)}{Z_p(\omega)} \quad (3.12)$$

donde Z_s y Z_p son las impedancias serie y paralelo del circuito equivalente en π respectivamente.

Sustituyendo tenemos:

$$\cos(\beta l) = 1 - \frac{LC\omega^2}{2} + \frac{C/C'_s}{4\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)} \quad (3.13)$$

La representación gráfica se muestra en la siguiente figura. Se observa que, justo por encima de la frecuencia de resonancia de los *SRRs* (f_0), aparece una banda que no permite la propagación (banda eliminada). Este efecto es debido a la μ negativa. En esa banda la Z_s es negativa lo cual hace que no exista propagación. Parece clara la utilidad que se le puede dar a este tipo de estructuras como filtro banda eliminada.

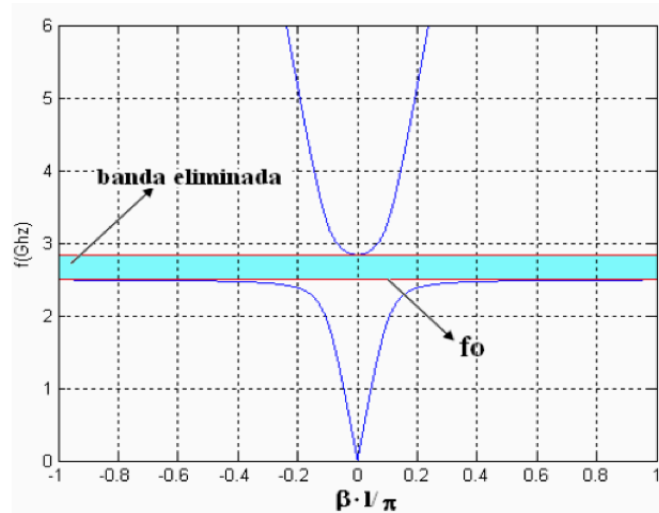
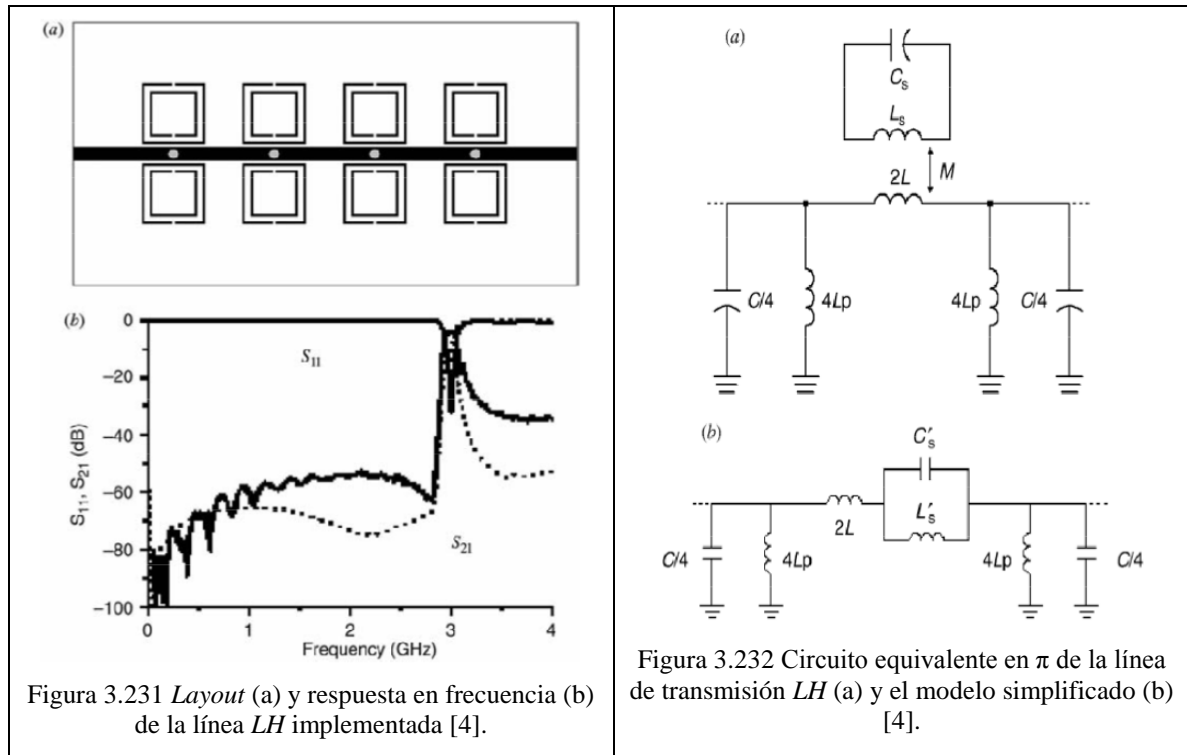


Figura 3.230 Diagrama de dispersión de la línea de transmisión con μ negativa.

b) Líneas de transmisión LH. Filtros Paso Banda.

Para sintetizar una estructura *LH* unidimensional en tecnología *microstrip*, basta con posicionar los *SRRs* lo más cerca posible a la línea de transmisión (tal y como se comentó en el apartado anterior) y unas vías metálicas que conecten la línea de transmisión con el plano de masa. Estas vías emulan el comportamiento de una inductancia colocada en paralelo y proporcionan la permitividad negativa requerida, mientras que los *SRRs* proporcionan la permeabilidad negativa. En la siguiente figura (izquierda) se puede ver el *layout* de este tipo de línea de transmisión.



En la respuesta en frecuencia se puede ver cómo la línea presenta en esta ocasión un comportamiento paso-banda, con la banda permitida extendiéndose a través de una banda estrecha por encima de la frecuencia de resonancia de los *SRRs*. Nuevamente se han escogido *SRRs* cuadrados para incrementar el acoplo magnético entre la línea y los anillos.

El circuito equivalente de este tipo de líneas se muestra en la figura anterior (derecha). Tenemos que el circuito equivalente es idéntico al de la línea de transmisión con μ negativa, con la diferencia de que ahora hemos añadido una inductancia en paralelo que modela las vías que conectan la línea con el plano de masa. El valor de esta impedancia L_P puede obtenerse con una simulación de la respuesta en frecuencia de la línea con los *SRRs* quitados, donde la frecuencia estará dada por el resonador compuesto por C y L_P .

Al igual que en la línea de transmisión con μ negativa, se calcula ahora el diagrama de dispersión a partir de la misma fórmula que en el caso anterior, y con los valores del circuito equivalente de la figura anterior (derecha):

$$\cos(\beta l) = 1 - \frac{LC\omega^2}{2} \left(1 - \frac{\omega_P^2}{\omega^2} \right) \left(1 - \frac{1}{2LC'_s \omega^2 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)} \right) \quad (3.14)$$

donde $\omega_P = 1/\sqrt{CL_P}$.

Su representación gráfica se puede ver en la siguiente figura. No se produce propagación para todas las frecuencias a excepción de una banda estrecha ligeramente por encima de la frecuencia de resonancia de los *SRRs*. En esa banda, Z_s tiene carácter capacitivo mientras que Z_p tiene carácter inductivo, comportándose como una línea *LH*. Al contrario que antes, este tipo de estructura se podrá usar como filtro paso-banda.

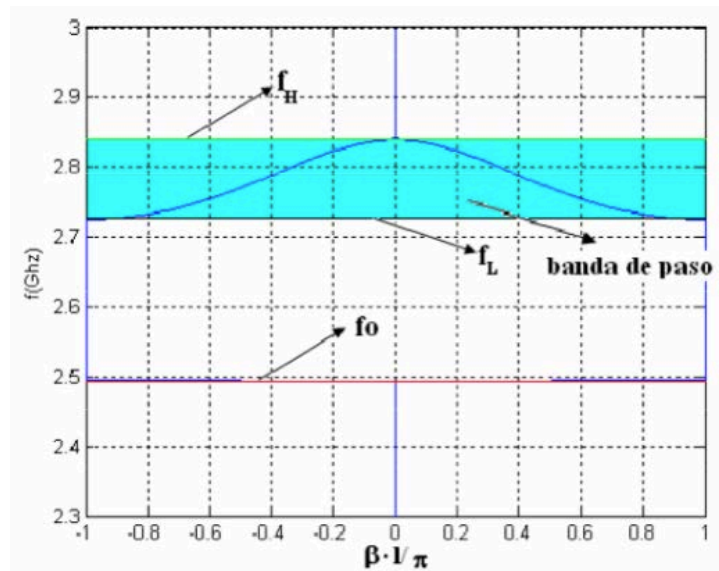


Figura 3.233 Diagrama de dispersión de la línea de transmisión *LH* basada en *SRRs*.

3.4.2 Diseños de las antenas multifrecuencia

Tras presentar desde un punto de vista teórico los *SRRs*, se procede a realizar su diseño integrándolos directamente a las antenas de parche obtenidas anteriormente. Se simularán las tres configuraciones posibles para un parche y dos parejas de *SRRs*, para terminar escogiendo la opción que ofrezca el mejor comportamiento de acuerdo a los niveles de las tres resonancias existentes en cada caso.

Como paso previo se mostrará la configuración del tipo de *SRR* que se utilizará en las antenas. En la siguiente figura, se comprueba que se trata de un *SRR* cuadrado, formado por dos anillos separados y concéntricos. El anillo exterior tiene su hueco en el lado opuesto al que irá el parche, y el anillo interior justo al contrario, es decir, su hueco estará en el lado del *SRR* más cercano al parche. La separación entre los dos anillos y su grosor son magnitudes constantes y no se considerarán parámetros de diseño. Los valores que influirán en el comportamiento de las antenas serán la longitud del lado de los anillos, y su *gap* de separación con el parche de cada configuración.

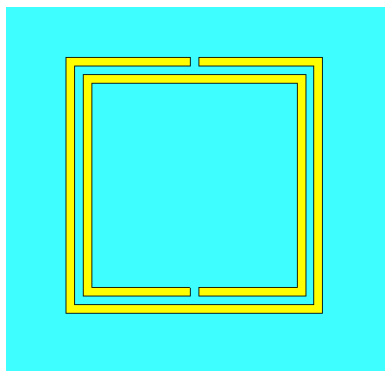


Figura 3.234 Diagrama de dispersión de la línea de transmisión *LH* basada en *SRRs*.

A continuación, se presentan las tres configuraciones de antenas multifrecuencia analizadas en el presente proyecto. Todas ellas parten de la base de los parches obtenidos en la sección 3.3.5, y de la configuración del *SRR* que se acaba de ilustrar.

A. Parche cuadrado a 1800 MHz, y *SRRs* a 2 y 2,45 GHz

Aprovechando el parche a 1800 MHz diseñado en el apartado A de la sección 3.3.5, se han colocado dos parejas de *SRRs* a ambos lados del eje de excitación, cuyas resonancias son a 2 GHz y a 2,45 GHz. En la siguiente figura se muestra el diseño final de esta configuración, incluyendo sus medidas optimizadas.

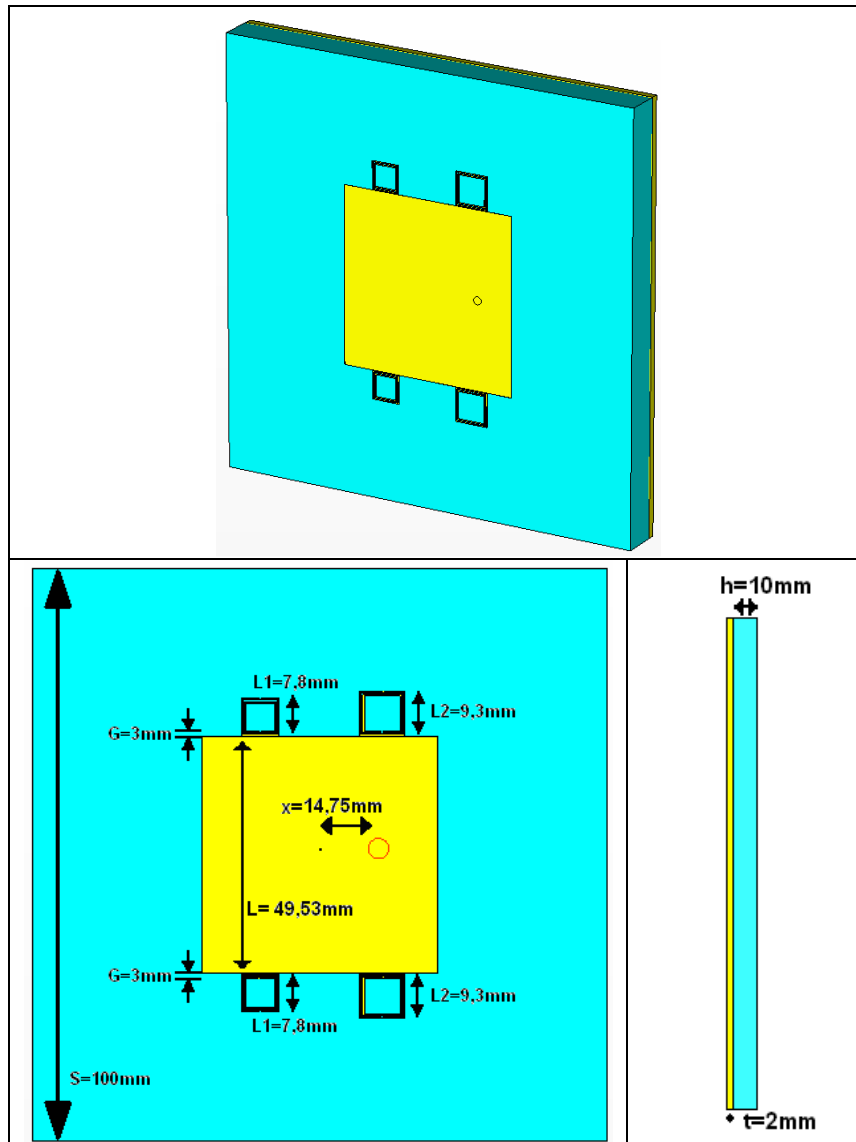


Figura 3.65 Esquema completo de la antena multifrecuencia (arriba), vista frontal (abajo, izquierda), perfil izquierdo (abajo, derecha).

Para obtener esas dimensiones optimizadas, se realizó un proceso de análisis paramétrico, donde se hizo un barrido a las distintas longitudes de los *SRRs* y su separación con el parche, con el objetivo de establecer las tres resonancias simultáneas.

La optimización sobre los parámetros anteriores dio como resultado final la siguiente curva del parámetro S_{11} , donde se muestran resonancias de -25,528dB a los 1800MHz, -10,087dB a los 2 GHz y -3,5197dB a los 2,45 GHz.

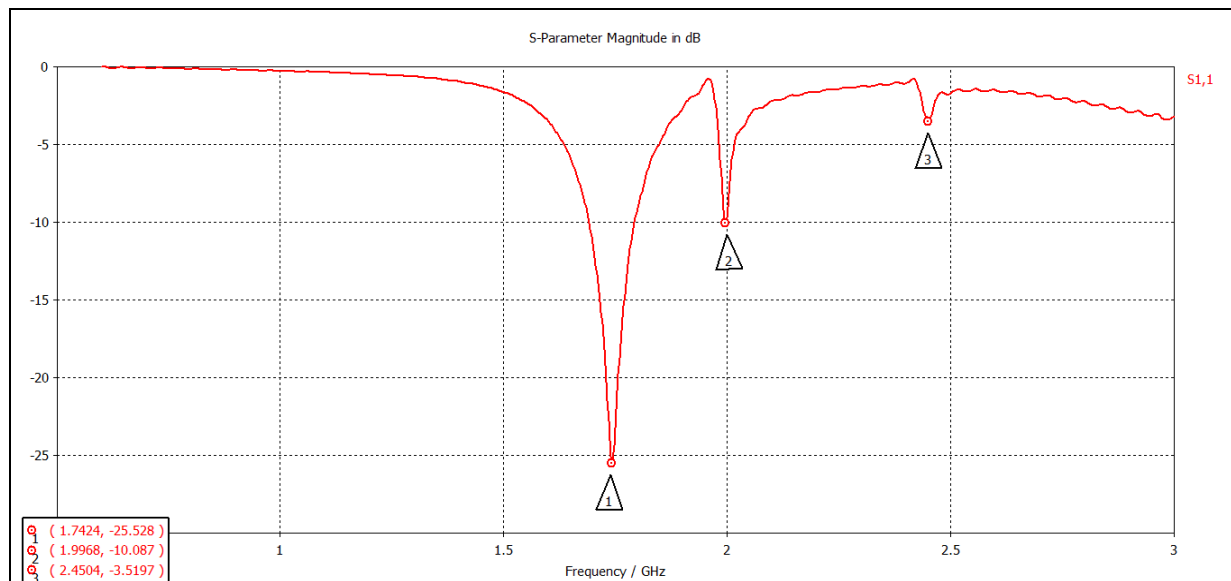


Figura 3.235 S_{11} para las dimensiones optimizadas.

En términos de impedancia, se ilustran la parte real e imaginaria de la Z_{11} vista desde la antena, donde se pueden apreciar las tres resonancias.

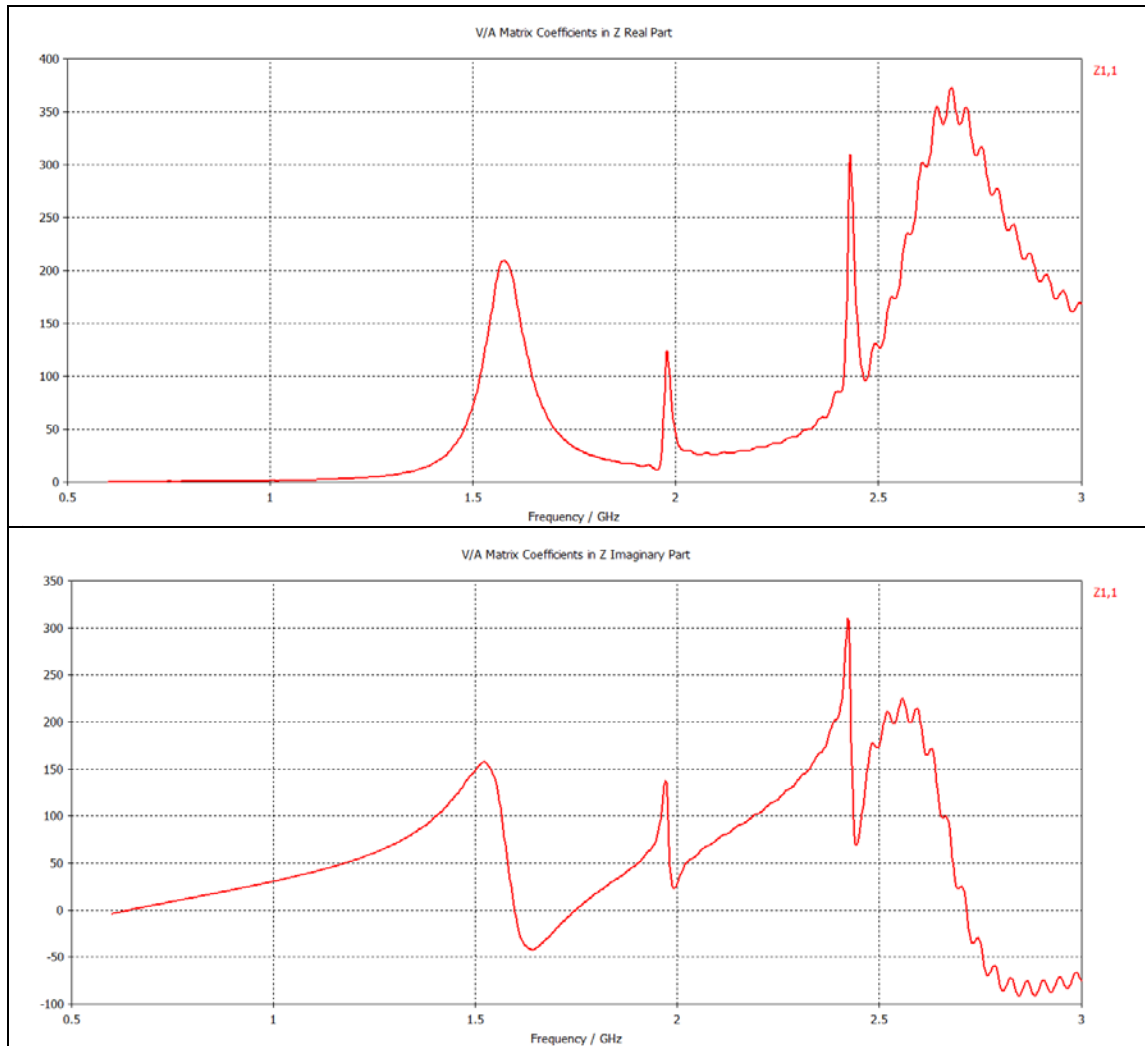


Figura 3.2367 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia de la antena.

Otro resultado importante son los tres diagramas de radiación, que se muestran a continuación.

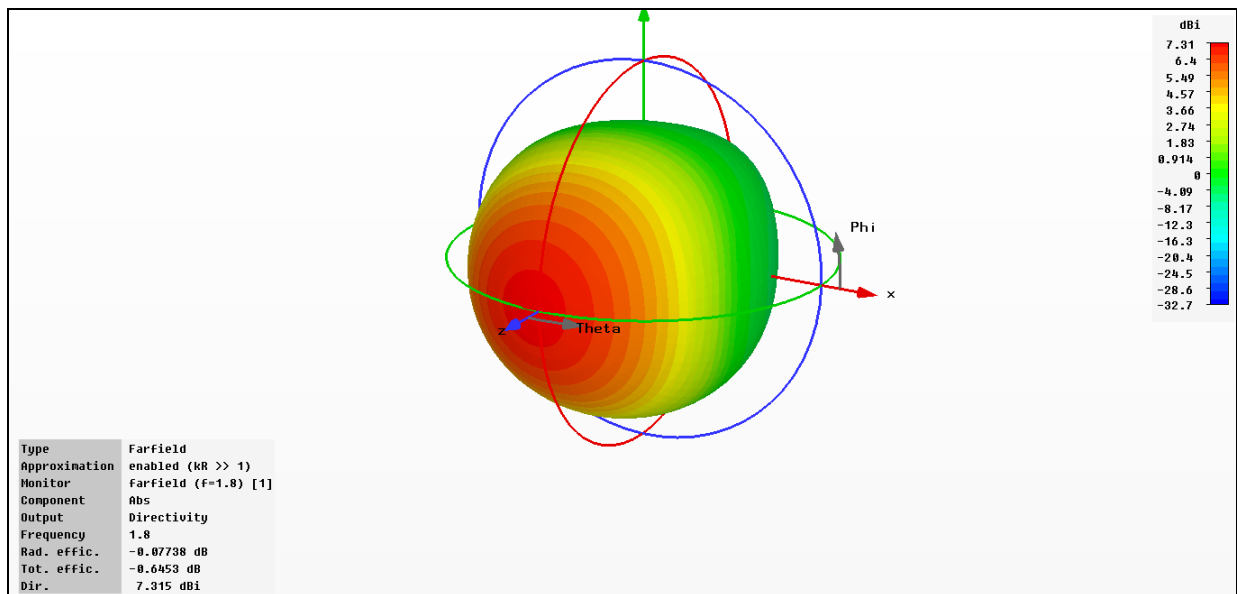


Figura 3.2378 Diagrama de radiación 3D a 1800 MHz.

En este primer diagrama de radiación a 1800 MHz se observa que se alcanza una **directividad de 7,315 dBi**, valor mayor al obtenido para el parche de 1800 MHz.

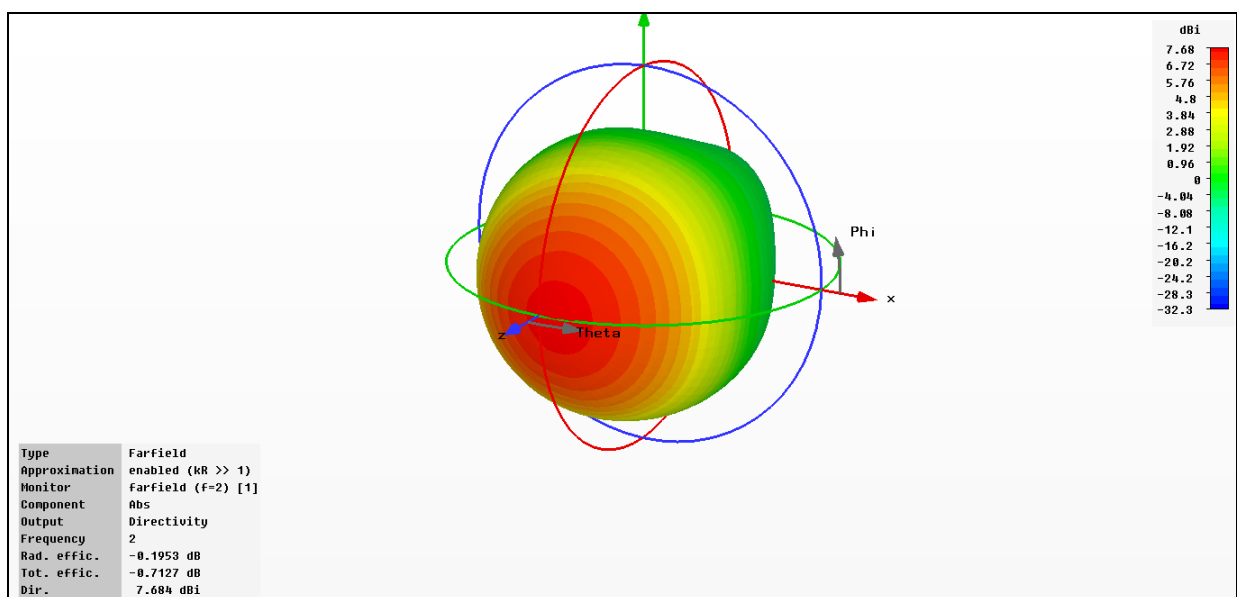


Figura 3.69 Diagrama de radiación 3D a 2 GHz.

En el segundo diagrama de radiación a 2 GHz se observa que se alcanza una **directividad de 7,684 dBi**, valor menor que en el caso de la frecuencia anterior.

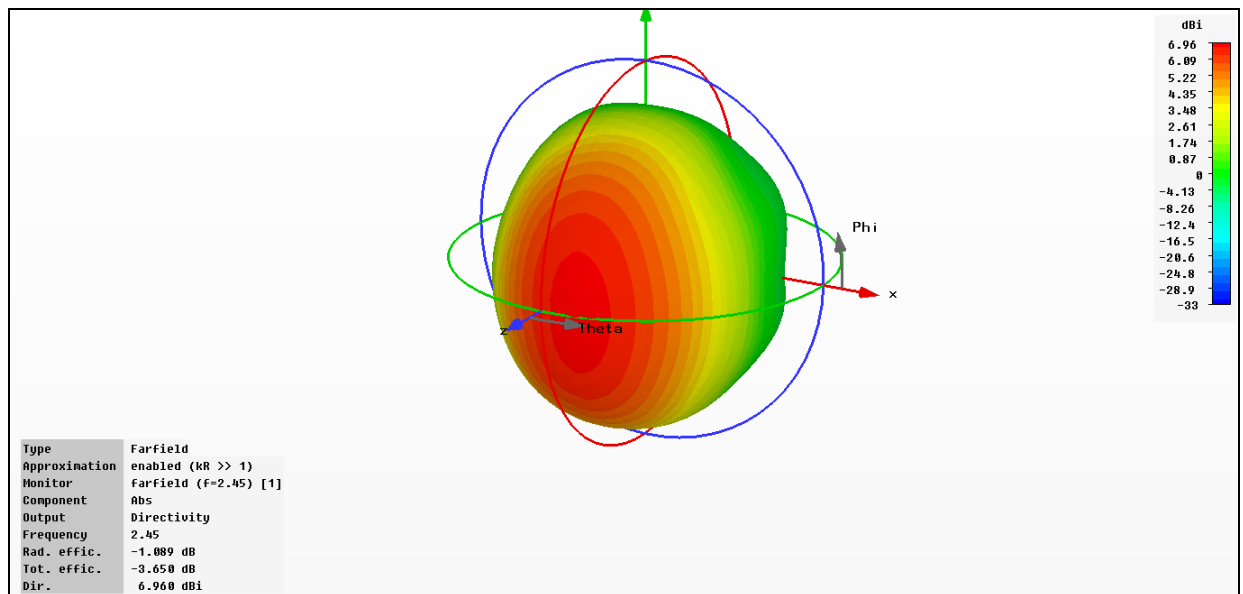


Figura 3.70 Diagrama de radiación 3D a 2,45 GHz.

En el tercer diagrama de radiación a 2,45 GHz se observa que se alcanza una **directividad** de **6,960 dBi**, valor menor que los anteriores, posiblemente debido a que se trata de la frecuencia más alejada del parche.

El último resultado que se mostrará de cada diseño de la antena será el del parámetro S_{11} en la Carta de Smith, para visualizar las tres resonancias y comprobar que se pueda adaptar a los rectificadores diseñados en el capítulo anterior.

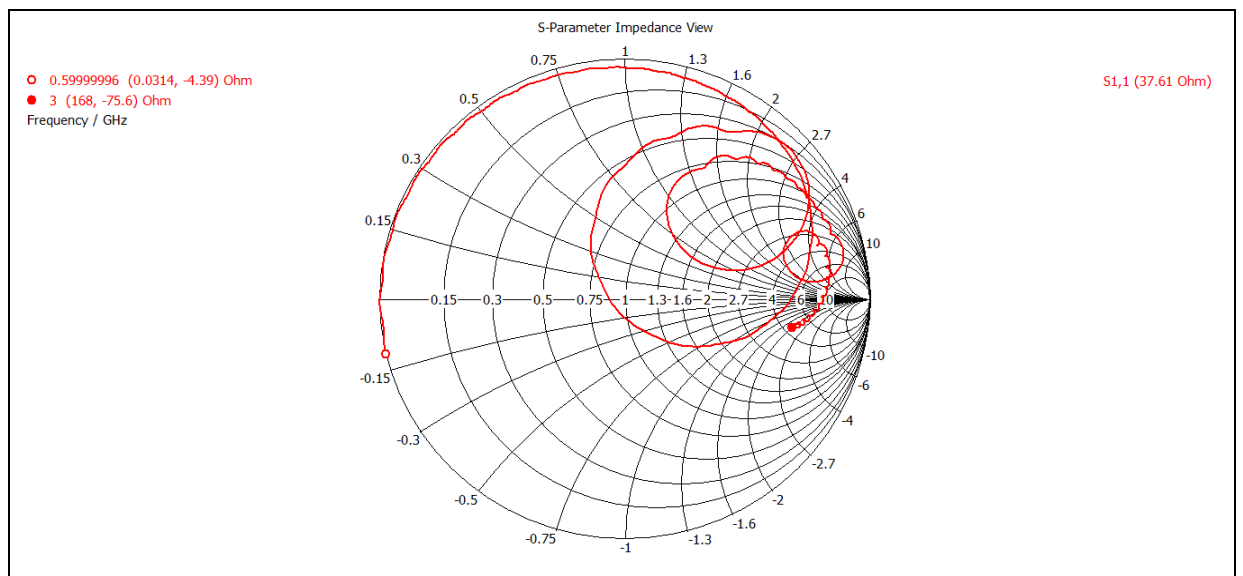


Figura 3.71 Parámetro S_{11} en la Carta de Smith.

B. Parche cuadrado a 2GHz, y SRRs a 1800 MHz y 2,45 GHz

Análogamente a la primera configuración de antena multifrecuencia presentada y aprovechando el parche a 2 GHz diseñado en el apartado B de la sección 3.3.5, se han colocado dos parejas de *SRRs* a ambos lados del eje de excitación, cuyas resonancias son a 1800 MHz y a 2,45 GHz. En la siguiente figura se muestra el diseño final de esta configuración, incluyendo sus medidas optimizadas.

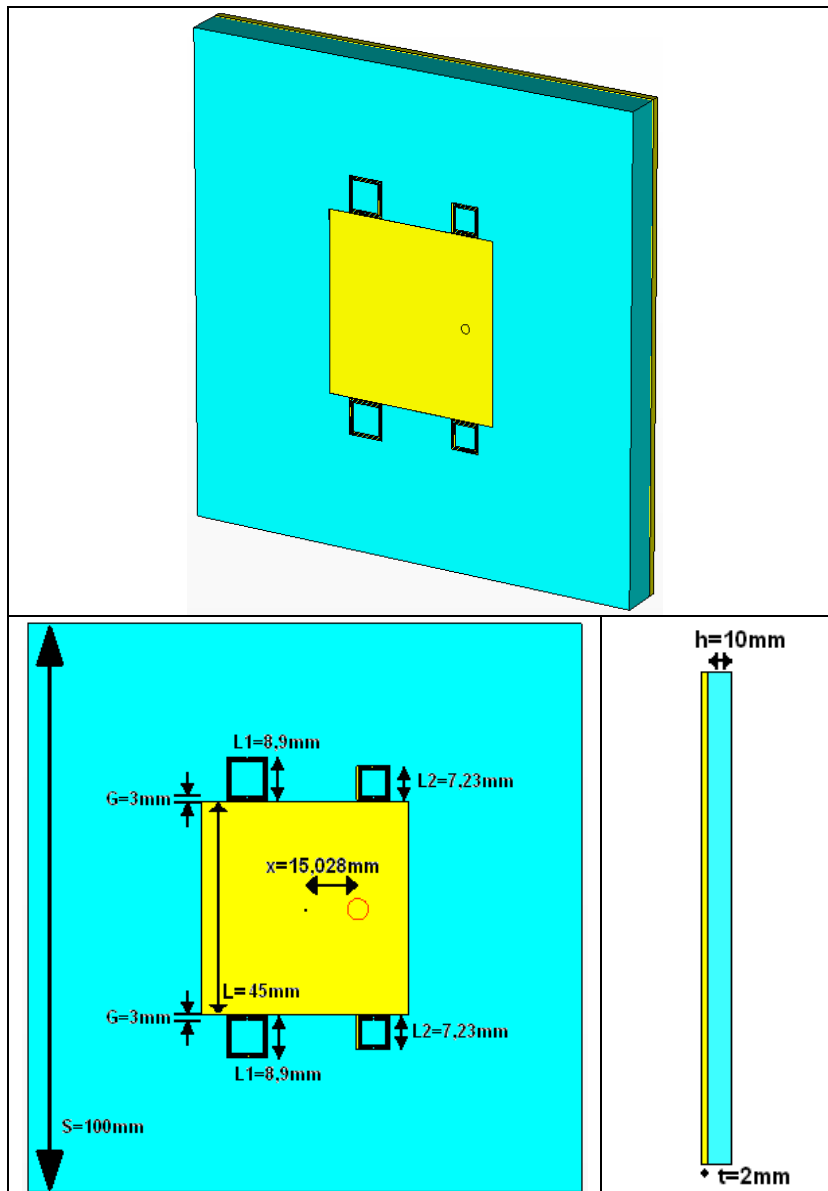


Figura 3.72 Esquema completo de la antena multifrecuencia (arriba), vista frontal (abajo, izquierda), perfil izquierdo (abajo, derecha).

Para obtener esas dimensiones optimizadas, se realizó un proceso de análisis paramétrico, donde se hizo un barrido a las distintas longitudes de los *SRRs* y su separación con el parche, con el objetivo de establecer las tres resonancias simultáneas.

La optimización sobre los parámetros anteriores dio como resultado final la siguiente curva del parámetro S_{11} , donde se muestran resonancias de -15,537dB a los 1800MHz, -28,956dB a los 2 GHz y -3,6516dB a los 2,45 GHz.

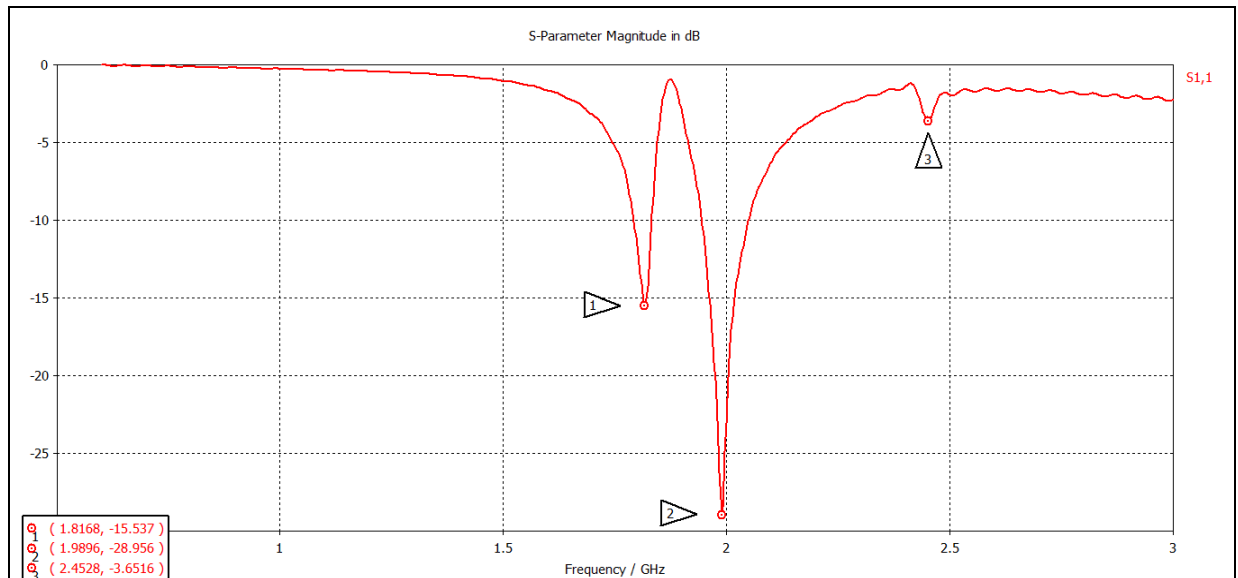


Figura 3.73 S_{11} para las dimensiones optimizadas.

En términos de impedancia, se ilustran la parte real e imaginaria de la Z_{11} vista desde la antena, donde se pueden apreciar las tres resonancias.

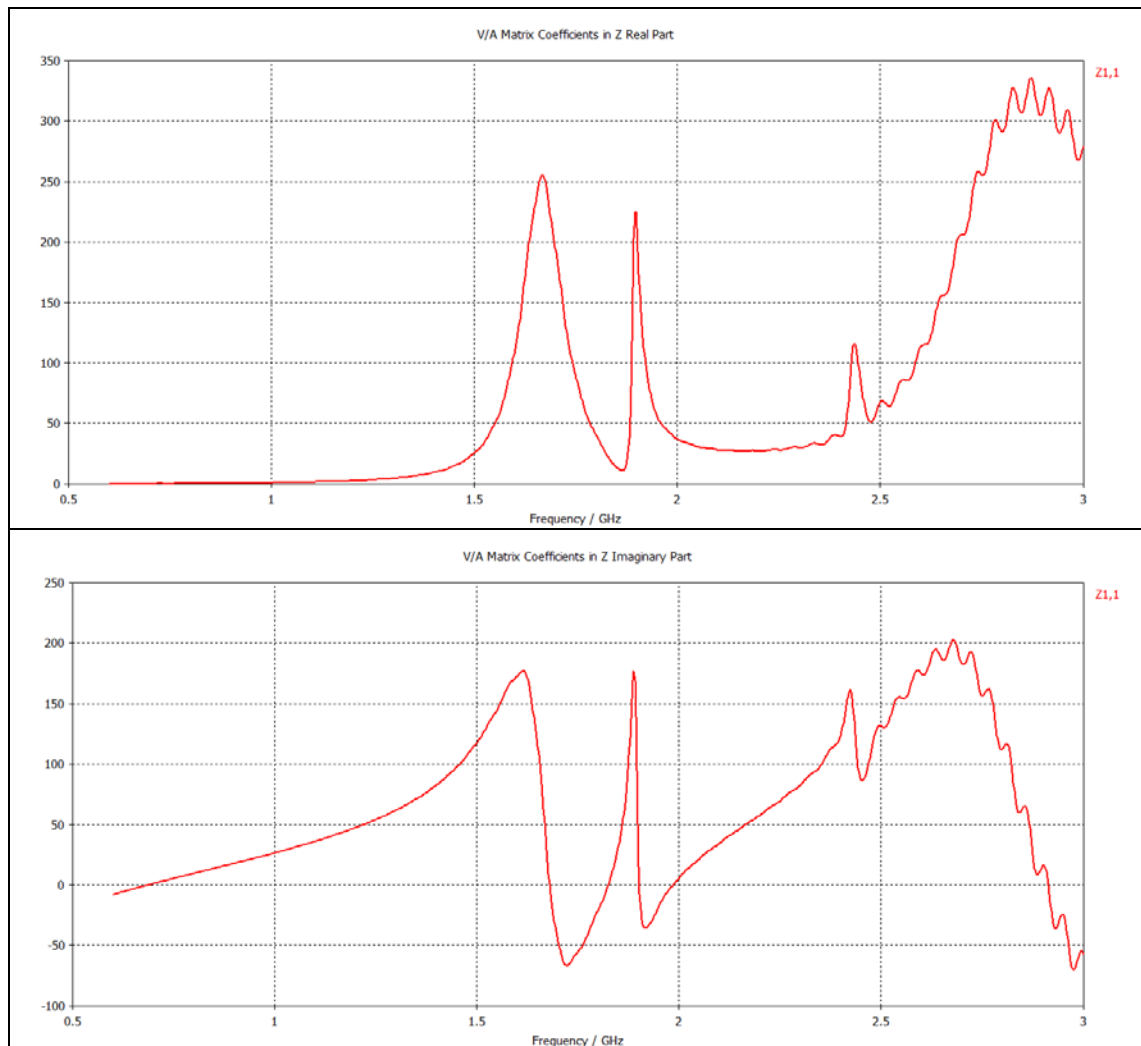


Figura 3.74 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia de la antena.

Otro resultado importante son los tres diagramas de radiación, que se muestran a continuación.

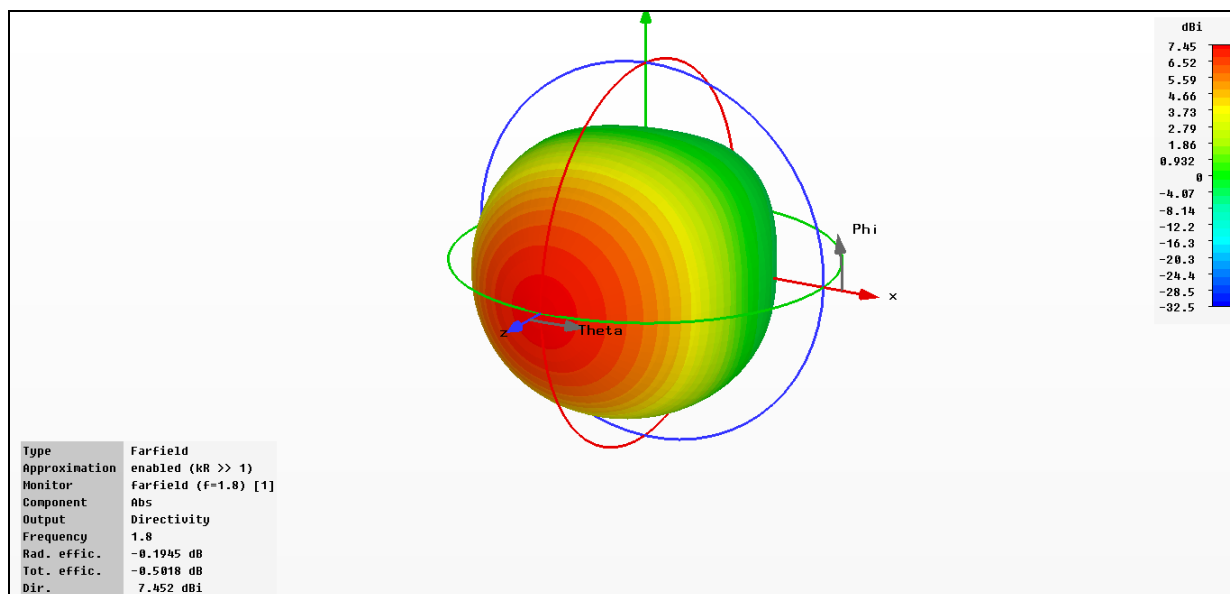


Figura 3.75 Diagrama de radiación 3D a 1800 MHz.

En este primer diagrama de radiación a 1800 MHz se observa que se alcanza una **directividad de 7,452 dBi**.

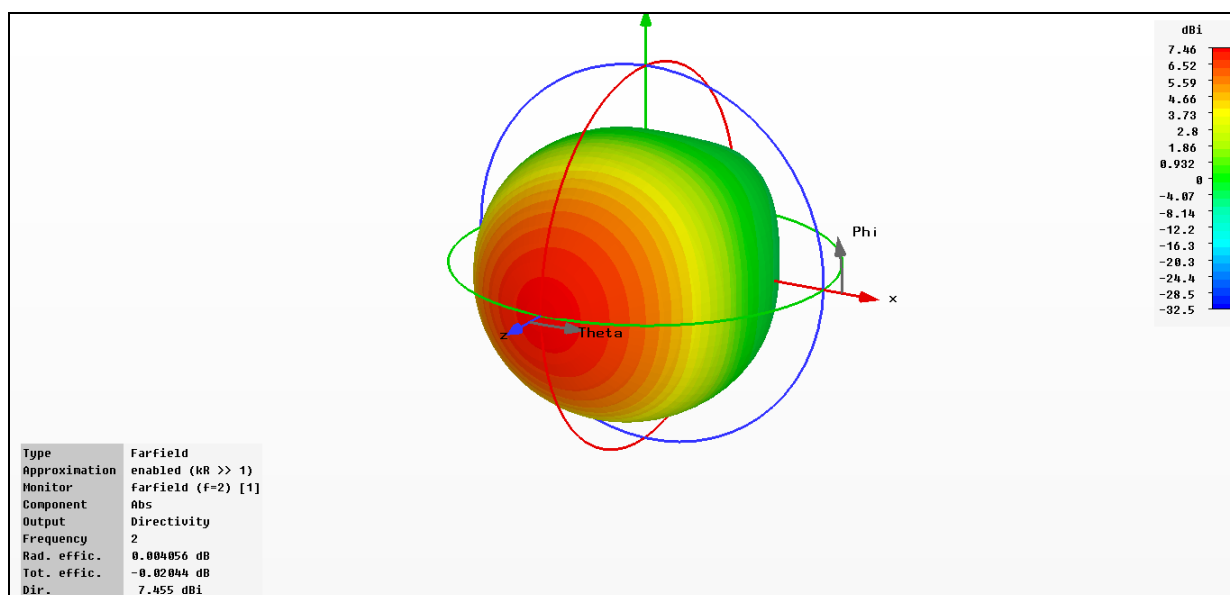


Figura 3.76 Diagrama de radiación 3D a 2 GHz.

En el segundo diagrama de radiación a 2 GHz se observa que se alcanza una **directividad de 7,455 dBi**, valor mayor al obtenido para el parche de 2 GHz, y prácticamente igual que en el caso de la frecuencia anterior.

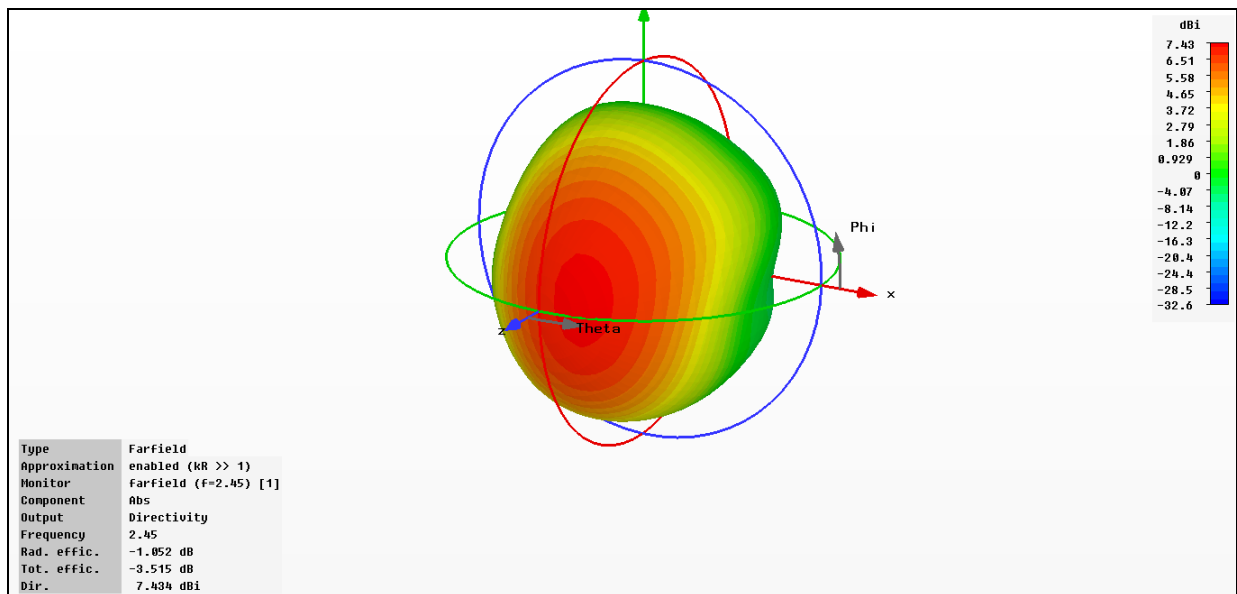


Figura 3.77 Diagrama de radiación 3D a 2,45 GHz.

En el tercer diagrama de radiación a 2,45 GHz se observa que se alcanza una directividad de 7,434 dBi, valor ligeramente menor que los anteriores, pero muy aproximado. Por lo tanto, en este segundo prototipo se obtienen tres valores de directividad prácticamente iguales.

El último resultado que se mostrará de cada diseño de la antena será el del parámetro S_{11} en la Carta de Smith, para visualizar las tres resonancias y comprobar que se pueda adaptar a los rectificadores diseñados en el capítulo anterior. En este caso, las tres resonancias se encuentran más alineadas, ya que comparten la misma región de la carta de Smith.

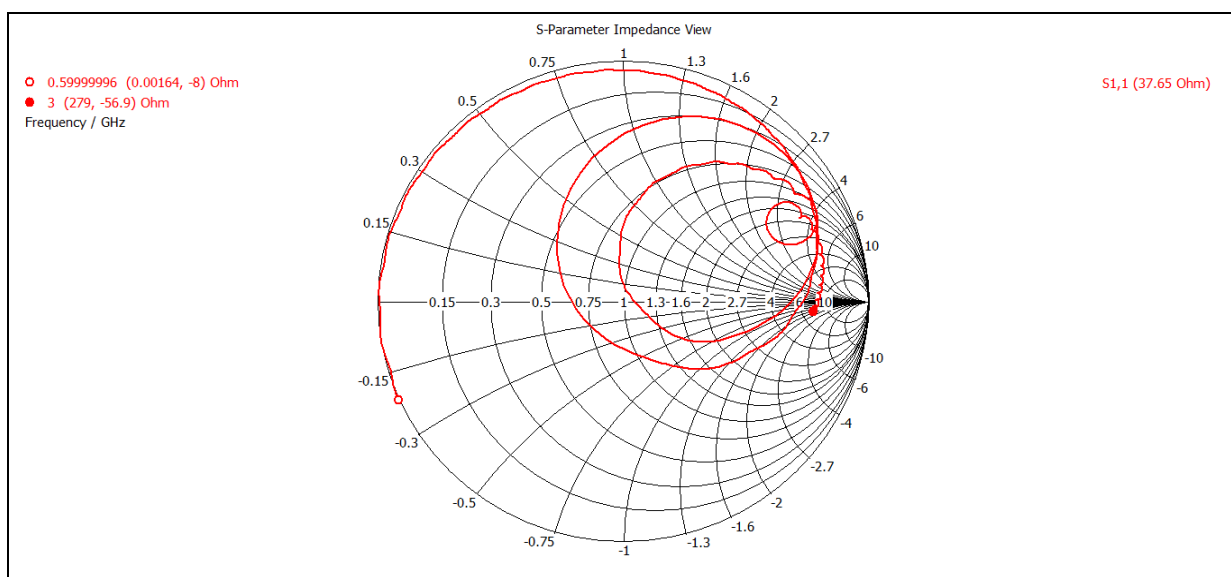


Figura 3.78 Parámetro S_{11} en la Carta de Smith.

C. Parche cuadrado a 2,45 GHz, y SRRs a 1800 MHz y 2 GHz

Finalmente, repetimos el mismo procedimiento aprovechando el parche a 2,45 GHz diseñado en el apartado C de la sección 3.3.5. Se han colocado dos parejas de *SRRs* a ambos lados del eje de excitación, cuyas resonancias son a 1800 MHz y a 2 GHz. En la siguiente figura se muestra el diseño final de esta configuración, incluyendo sus medidas optimizadas.

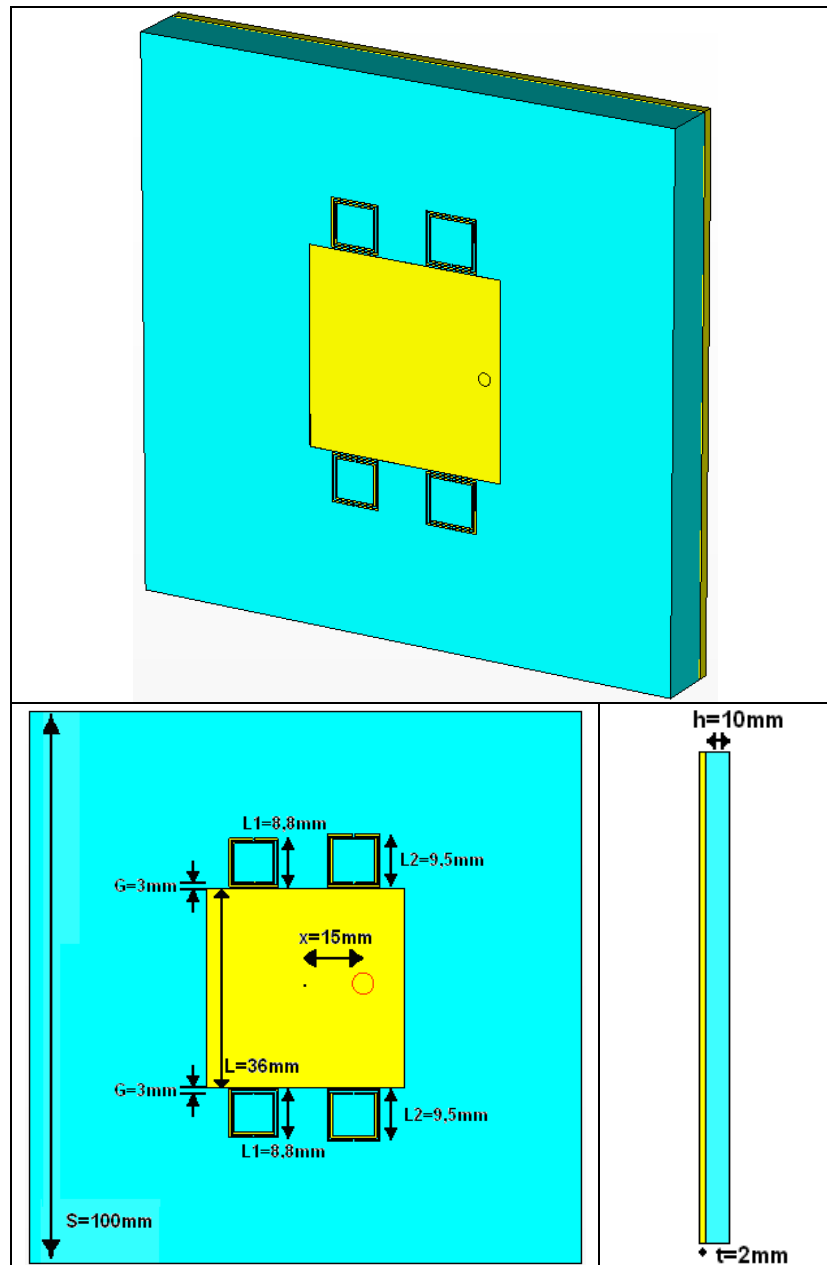


Figura 3.79 Esquema completo de la antena multifrecuencia (arriba), vista frontal (abajo, izquierda), perfil izquierdo (abajo, derecha).

Para obtener esas dimensiones optimizadas, se realizó un proceso de análisis paramétrico, donde se hizo un barrido a las distintas longitudes de los *SRRs* y su separación con el parche, con el objetivo de establecer las tres resonancias simultáneas.

La optimización sobre los parámetros anteriores dio como resultado final la siguiente curva del parámetro S_{11} , donde se muestran resonancias de -10,688dB a los 1800MHz, -13,847dB a los 2 GHz y -16,852dB a los 2,45 GHz.

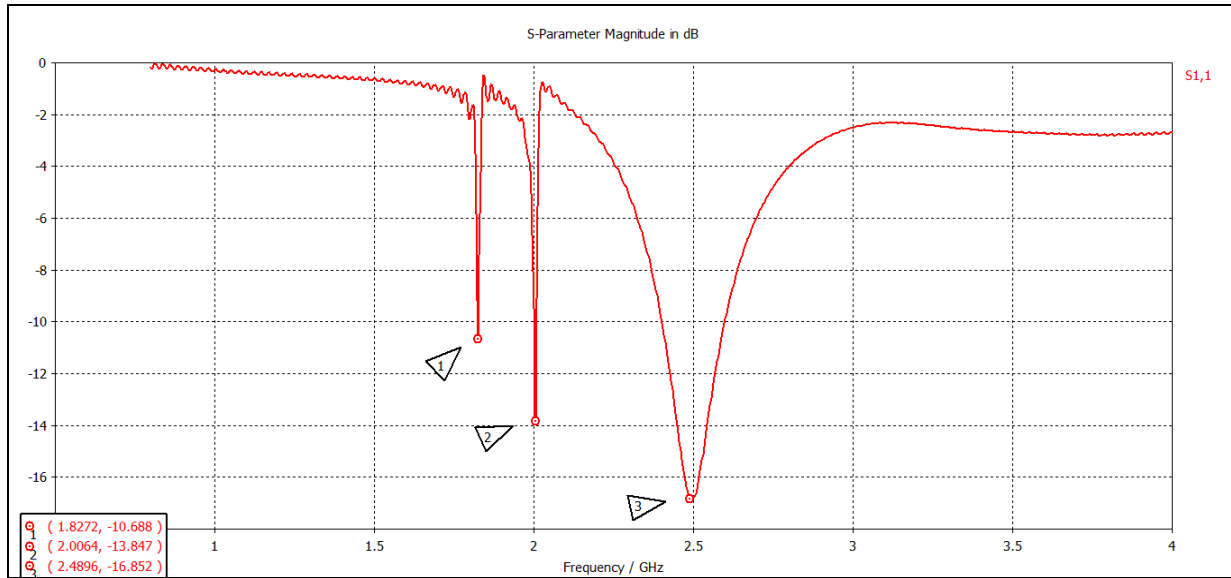


Figura 3.80 S_{11} para las dimensiones optimizadas.

En términos de impedancia, se ilustran la parte real e imaginaria de la Z_{11} vista desde la antena, donde se pueden apreciar las tres resonancias.

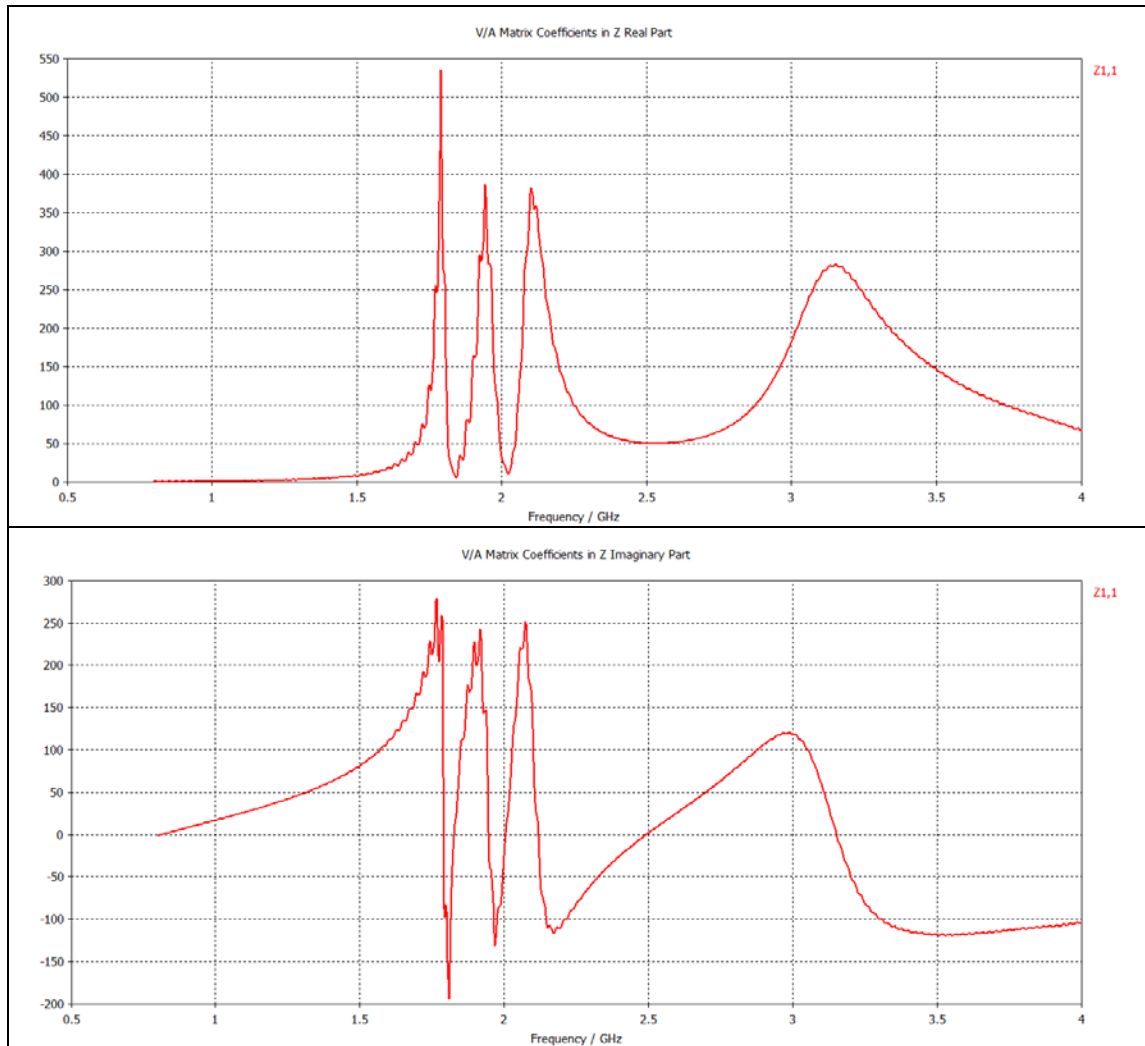


Figura 3.81 Parte real (arriba) e imaginaria (abajo) de la impedancia de la antena.

Otro resultado importante son los tres diagramas de radiación, que se muestran a continuación.

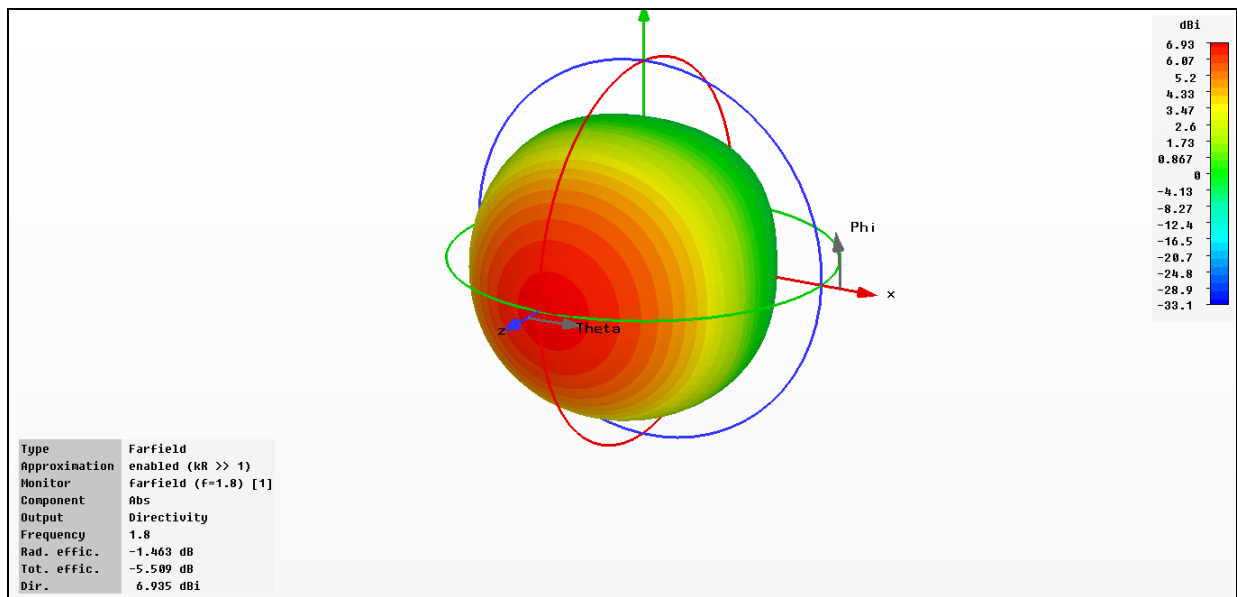


Figura 3.82 Diagrama de radiación 3D a 1800 MHz.

En este primer diagrama de radiación a 1800 MHz se observa que se alcanza una **directividad de 6,935 dBi**.

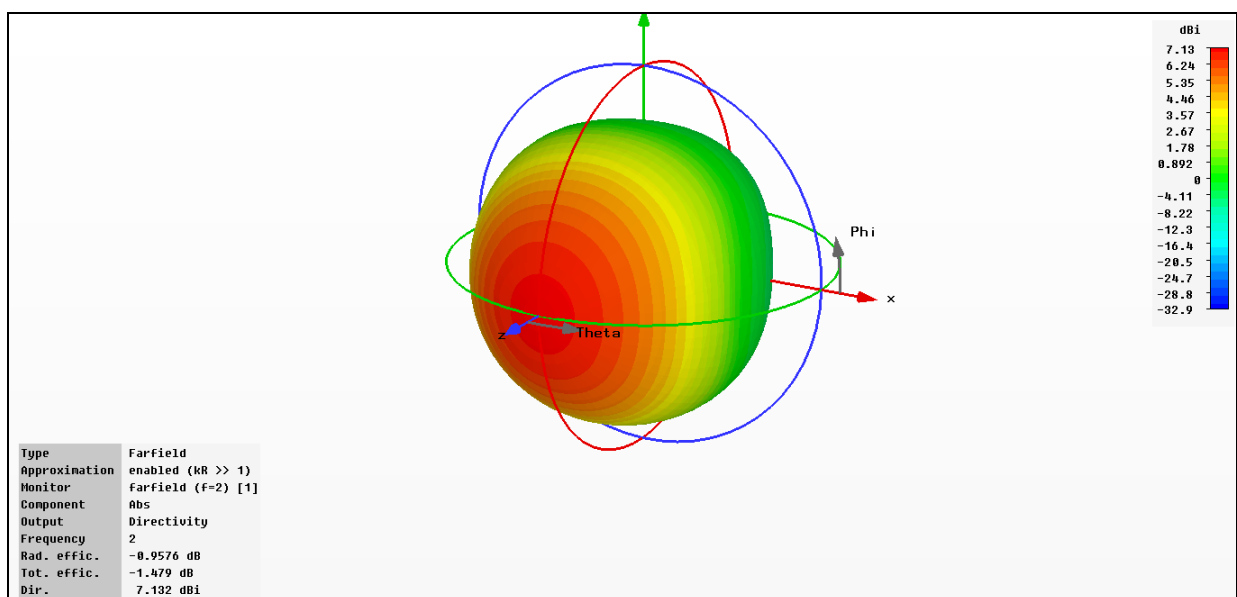


Figura 3.83 Diagrama de radiación 3D a 2 GHz.

En el segundo diagrama de radiación a 2 GHz se observa que se alcanza una **directividad de 7,132 dBi**, valor incluso mayor que en el caso de la frecuencia anterior.

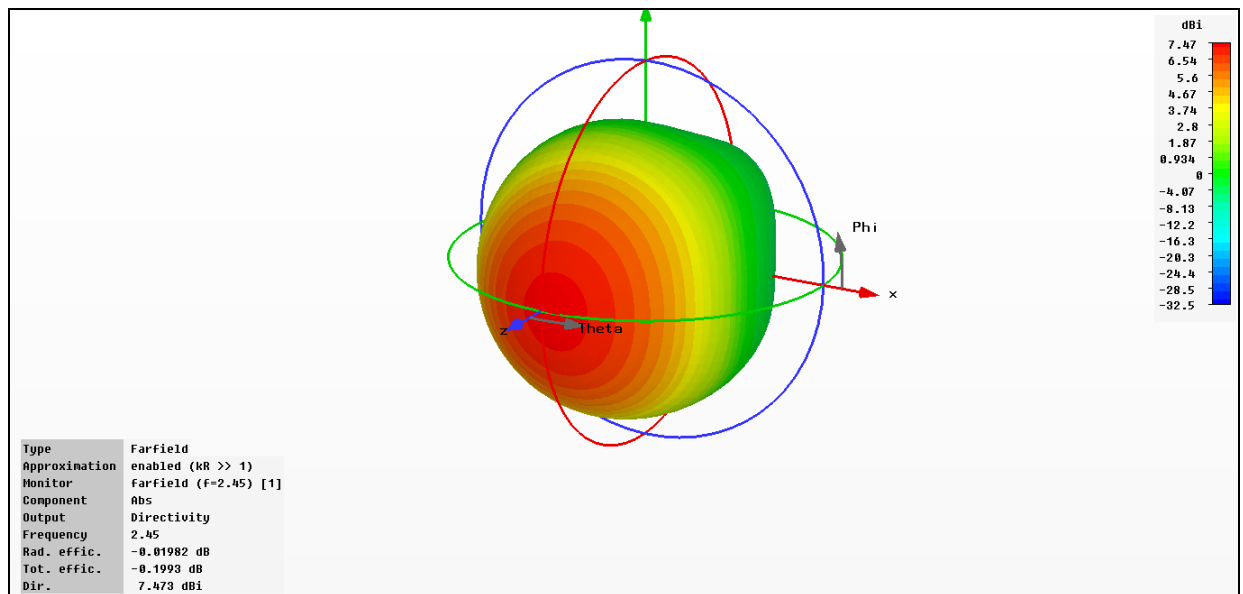


Figura 3.84 Diagrama de radiación 3D a 2,45 GHz.

En el tercer diagrama de radiación a 2,45 GHz se observa que se alcanza una **directividad** de **7,473 dBi**, valor mayor que los anteriores y que el propio del parche simulado a 2,45 GHz.

El último resultado que se mostrará de cada diseño de la antena será el del parámetro S_{11} en la Carta de Smith, para visualizar las tres resonancias y comprobar que se pueda adaptar a los rectificadores diseñados en el capítulo anterior. En este caso, las tres resonancias se encuentran más alineadas, y comparten la una región muy amplia de la carta de Smith

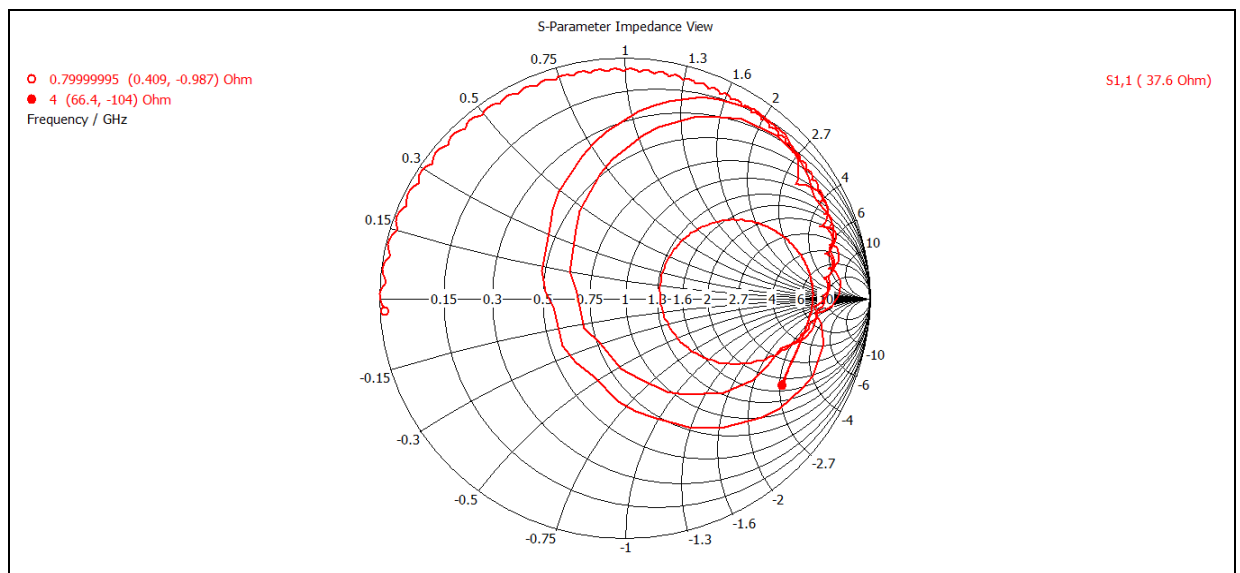


Figura 3.85 Parámetro S_{11} en la Carta de Smith.

Referencias del capítulo 3

- [1] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl y Apisak Ittipiboon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House [2001].
- [2] Daniel Segovia Vargas, David Castro Galán, Luis Enrique García Muñoz y Vicente González Posadas. *Broadband Active Receiving Patch With Resistive Equalization*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No. 1, Enero 2.008.
- [3] Javier Montero de Paz. *Antenas Multifrecuencia Para Comunicaciones*. Proyecto Final de Carrera, Ingeniería en Telecomunicación, Tutor: Daniel Segovia Vargas, Departamento de la Teoría de la Señal y Comunicaciones, grupo de Radiofrecuenciac. Universidad Carlos III de Madrid [Leganés, Enero de 2.009].
- [4] Ricardo Marqués, Ferran Martín y Mario Sorolla. *Metamaterials with Negative Parameters*. Wiley-Interscience, 2008.
- [5] J.B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, y W.J. Stewart. *Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp. 2075-2084, 1999.
- [6] R. Marqués, F. Medina y R. Rafii-El-Idrissi. *Role of bi-anisotropy in negative permeability and left handed metamaterials*. Phys. Rev. B, vol. 65, paper 144441, 2002.
- [7] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, y S. Schultz. *Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity*. Phys. Rev. Lett., vol. 84, pp. 4184-4187, 2000.

Capítulo 4

Presupuesto

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta el presupuesto total necesario para la realización del presente proyecto. Como se ha mencionado a lo largo de la memoria, el desarrollo del proyecto se ha centrado en dos fases principales. En la sección siguiente se muestra una hoja donde se resumen todos los costes que han conllevado esas dos etapas, que se resumen en esta introducción.

Primero se analiza el personal que se ha requerido para su desarrollo teniendo en cuenta las tasas anuales máximas, obtenidas a partir de su categoría y su dedicación en horas y en número de hombres por mes de trabajo. A continuación, se evalúan los costes relacionados con los equipos utilizados, desde los instrumentos y herramientas del laboratorio de radiofrecuencia, hasta los recursos de los programas de simulación en el ordenador personal.

En este caso, no se ha hecho ninguna subcontratación de tareas, pero sí existen otros costes directos del proyecto que hay que calcular. Por último, se resumen todos los elementos que contribuyen en el presupuesto y se calcula la suma final.

4.2 Resumen de costes del proyecto

En la siguiente página se muestra el desglose de los costes directos asociados al proyecto descritos anteriormente, y se calcula el presupuesto total del proyecto de acuerdo a un factor de costes indirectos fijado a priori.



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

Escuela Politécnica Superior

PRESUPUESTO DE PROYECTO

1.- Autor: Juan Antonio Morcillo Sánchez

2.- Departamento: Teoría de la Señal y Comunicaciones

3.- Descripción del Proyecto:

- Título: Diseño de rectenas multifrecuencia de media onda y onda completa

- Duración (meses)

12

Tasa de costes Indirectos:

20%

4.- Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):

26,835 Euros

5.- Desglose presupuestario (costes directos)

PERSONAL

Apellidos y nombre	N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo)	Categoría	Dedicación (hombres mes) ^{a)}	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Morcillo Sánchez, Juan		Ingeniero	6,86	2.694,39	18.483,52	
Segovia Vargas, Daniel		Ingeniero Senior	0,686	4.289,54	2.942,62	
Tecnico Laboratorio		Técnico	0,1372	2.694,39	369,67	
					0,00	
					0,00	
Hombres mes 7,6832			Total		21.795,81	

^{a)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)

Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPOS

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ^{d)}
Analizador de redes	100.000,00	100	0,14	60	233,33
Ordenador	1.000,00	100	8,00	60	133,33
Programas simulación	2.000,00	100	6	60	200,00
Total					566,67

^{d)} Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS

Descripción	Empresa	Coste imputable
Total		0.00

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO ^{e)}

Descripción	Empresa	Coste imputable
Total		0.00

^{e)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas, otros,...

6.- Resumen de costes

Presupuesto Costes Totales	Presupuesto Costes Totales
Personal	21,796
Amortización	567
Subcontratación de tareas	0
Costes de funcionamiento	0
Costes Indirectos	4,472
Total	26,835

A la vista de los resultados del anterior desglose, el presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de VEINTISEIS MIL OCHOCIENTOS TREINTA Y CINCO EUROS.

Leganés a 18 de Octubre de 2011

El ingeniero proyectista

Fdo. Juan Antonio Morcillo Sánchez

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

5.1 Principales conclusiones

Tras el estudio del arte del capítulo 1, se ha desarrollado un profundo análisis de circuitos rectificadores de microondas en el capítulo 2. Se han comprobado las diferentes configuraciones posibles, tanto de media onda como de onda completa, y se han discutido las ventajas y desventajas para cada caso. Se ha seguido un procedimiento completo, desde la elección de los diodos más apropiados, hasta las simulaciones y los diseños para fabricación de rectificadores con uno, dos o cuatro diodos. Se han modelados los dos tipos de diodos seleccionados mediante sus parámetros *spice*, y se han probado todas las opciones a los tres valores de frecuencia de interés para el proyecto.

En el siguiente capítulo, se han desarrollado los diseños de tres configuraciones de antenas multifrecuencia. Partiendo de un tipo de antenas bien conocido como son los parches, se han estudiado los *SRRs* con el fin de introducir resonancias adicionales que hiciesen posible el funcionamiento de una posible rectena a tres frecuencias distintas simultáneamente. Los principales resultados del capítulo 3 se resumen en los siguientes puntos:

a) Primer prototipo:

- Las resonancias obtenidas en cada frecuencia son muy desiguales: desde un nivel de -25,528dB a 1800MHz, hasta -3,5197dB a los 2,45 GHz.
- El comportamiento de la impedancia (Z_{11}) es muy irregular a partir de los 2,5 GHz, valor muy cercano a la tercera frecuencia de interés.

- Los valores alcanzados de directividad son desiguales, pero incluyen el máximo valor obtenido (7,684 dB). No obstante, habría que tener en consideración el valor de la eficiencia, que no es muy bueno para esta configuración.
 - En la carta de Smith prácticamente no existe ninguna región común a las resonancias del parámetro S_{11} , lo que dificultaría su adaptación con los rectificadores.
- b) Segundo prototipo:
- El valor de la resonancia a 2,45 GHz no es suficiente (sólo -3,6516 dB), aunque las resonancias a las otras dos frecuencias son muy buenas (-15,537dB a 1800MHz y -28,956dB a 2 GHz).
 - Con la Z_{11} ocurre lo mismo que en el caso anterior.
 - El valor de la directividad prácticamente se mantiene constante para las tres frecuencias (7.452 dB, 7.455 dB y 7.434 dB).
 - La carta de Smith en este caso si contiene una pequeña zona común a las tres resonancias.
- c) Tercer prototipo:
- Aunque la máxima resonancia en el parámetro S_{11} , a 2,45 GHz en este caso es sólo de -16,852dB, las otras dos resonancias tienen valores aceptables, -10,688dB a 1800MHz y -13,847dB a 2 GHz, obteniendo un mejor comportamiento.
 - No se obtienen los mejores valores de directividad a la vista de los diagramas de radiación obtenidos, pero sí se mantienen en el mismo rango, casi sin bajar de los 7 dB.
 - En la carta de Smith se aprecian los mejores niveles de adaptación, además de encontrarse más próximos al centro.

En términos generales, se demuestra que los rectificadores de onda completa serán más apropiados que los de media onda porque aprovechan los dos semiciclos de las señales y tiene un comportamiento correcto. Por otra parte, en cuanto al diseño de la antena multifrecuencia, se optaría por la última configuración formada por un parche a 2,45 GHz y dos parejas de $SRRs$ a 1800 MHz y 2 GHz. Ello se debe a que, a pesar de no alcanzar los valores óptimos, se obtienen resonancias bien definidas, lo que da lugar a pensar que con esa configuración se podría obtener el funcionamiento más estable de la rectena final.

5.2 Líneas futuras de investigación

En esta sección se presentan algunas líneas de investigación futuras para las que puede servir este proyecto como punto de partida.

5.2.1 Fabricación de los rectificadores de onda completa en su configuración de cuatro diodos

Al final del capítulo 2 del proyecto se incluía como apéndice el diseño de rectificadores de onda completa para microondas, utilizando para ello la configuración del denominado puente de diodos. Como se explica en el mencionado capítulo, se trata de incluir dos parejas de diodos en paralelo, evitando el uso del transformador, pero obteniendo a cambio corrientes y voltajes flotantes. Los diodos utilizados para esta configuración serían exactamente del mismo tipo que los del resto de circuitos.

Tras comprobar los resultados obtenidos en las simulaciones, se demuestra que se pueden obtener niveles de tensión en DC relativamente buenos y formas de onda suavizadas en las que se aprecia perfectamente la rectificación de onda completa. Por lo tanto, este tipo de circuitos podría considerarse como alternativa a los rectificadores de onda completa con dos diodos.

5.2.2 Depuración de las antenas multifrecuencia propuestas

Tal y como se muestra en los resultados de las simulaciones de las antenas multifrecuencia del capítulo 3, las resonancias obtenidas no llegan a los niveles en dB que se esperaban inicialmente. Sería por tanto de interés el poder averiguar la razón de esos resultados para poder optimizarlos, siempre y cuando no conlleve un coste de complejidad excesivo en el diseño. Existe la alternativa de utilizar otros diseños. Por ejemplo, se podrían apilar dos parches para conseguir dos resonancias, y colocar los *SRRs* para conseguir la tercera. Otra opción a investigar en este sentido se presenta en la sección 5.2.4.

5.2.3 Integración de los rectificadores y de las antenas multifrecuencia para prototipos de rectenas

La siguiente fase a desarrollar a partir de este proyecto es uno de los objetivos que se marcaron al comienzo. Se trataría de integrar los circuitos rectificadores fabricados que dan los mejores resultados con las antenas multifrecuencia obtenidas. Para ello, habría que continuar con el estudio de las impedancias a la salida de los rectificadores y a la entrada de las antenas, para lograr adaptación conjugada entre ambos elementos, y así

conseguir los máximos niveles de ganancia, eficiencia y fiabilidad posibles para las rectenas resultantes.

5.2.4 Diseño de rectenas de banda ancha

Ante la compleja tarea de conseguir que las rectenas trabajen a tres valores de frecuencia simultáneamente, se podría buscar otro tipo de diseño. Teniendo en cuenta que los rectificadores se comportan de forma satisfactoria en un amplio rango de frecuencias, el punto de partida sería en este caso el diseño de las antenas. Todo ello tendría razón de ser si en los requisitos iniciales del proyecto no estuviese contemplada la multifrecuencia, pero sí el correcto funcionamiento en un cierto rango. En ese caso convendría analizar la posibilidad de diseñar antenas de banda ancha. Se trataría de ganar estabilidad en el funcionamiento dentro de un abanico mayor de frecuencias, a cambio de que las rectenas resultantes fuesen más propensas a posibles interferencias.

5.2.5 Inclusión de las rectenas en una estructura de *array*

Una de las aplicaciones que se comentaban en el primer capítulo se basaba en la alimentación de redes de sensores interiores de bajo consumo, y el aprovechamiento de la energía en RF. Para ello, se presentaba en la figura 1.3 un diagrama de bloques de un *array* de rectenas con el objetivo de recoger la mayor cantidad de energía posible. Se recibían señales a diferentes frecuencias y niveles de potencia a través de un escenario donde existe un gran desvanecimiento. Cada elemento del *array* estaría formado por una rectena. Las salidas en DC resultantes se combinan como la alimentación para un determinado sistema. Esta línea de investigación podría dar lugar a múltiples aplicaciones, pero requeriría un estudio bastante más profundo en este sentido.

5.2.6 Inclusión de las rectenas en un dispositivo *wireless* como fuente de excitación

Con el objetivo de disminuir los límites que conlleva el uso de baterías en dispositivos *wireless*, sería de gran necesidad estudiar, además de su transmisión de información, su fuente de excitación de potencia para poder aumentar su vida útil. Es en ese punto donde entran a escena las rectenas que se empiezan a investigar en este proyecto. Aunque aún es un campo donde no se han conseguido importantes avances, podría llegar a ser real en un entorno controlado como, por ejemplo, una habitación o para un dispositivo móvil que no se desplace grandes distancias.

Glosario

2-SR	<i>Espiral de dos vueltas</i>
2-SRR	<i>Double – Split Ring Resonator</i>
BC-SRR	<i>Broadside Coupled – Split Ring Resonator</i>
EC-SRR	<i>Edge Coupled – Split Ring Resonator</i>
EH	<i>Energy Harvesting</i>
FIT	<i>Failure in Time</i>
LS-TTL	<i>Low Supply – Transistor-Transistor Logic</i>
SPS	<i>Satélite de Protección Solar</i>
SRR	<i>Split Ring Resonator</i>
WPT	<i>Wireless Power Transmission</i>

